



EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Tesis de Maestría

**Desarrollo de la Función Volt-Var como Función de
Soporte de Voltaje para un Inversor Interconectado a
la Red Eléctrica**

presentada por

Ing. Miguel Francisco Sabido Borges

como requisito para la obtención del grado de
**Maestro en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis

Dr. Jesús Darío Mina Antonio

Codirector de tesis

Dr. Humberto Raúl Jiménez Grajales

Cuernavaca, Morelos, México. Octubre de 2019.



"2019, Año del Caudillo del Sur, Emiliano Zapata"

Cuernavaca, Mor., 22/oct/2019
No. de Oficio: DIE/213/2019
Asunto: Aceptación de documentos de tesis

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Ing. Miguel Francisco Sabido Borges**, con número de control **M17CE068** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"Desarrollo de la Función Volt-Var como Función de Soporte de Voltaje para un Inversor Interconectado a la Red Eléctrica"** y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Jesús Darío Mina Antonio
Doctor en Ingeniería
Cédula profesional 6094069

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. Raúl Humberto Jiménez Grajales
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 9526501

REVISOR 1

Dr. Luis Gerardo Vela Valdés
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 7980044

REVISOR 2

Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 4033213

C.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera- Jefa del Departamento de Servicios Escolares

Estudiante
Expediente
MPS/Irr.



"2019, Año del Caudillo del Sur, Emiliano Zapata"

Cuernavaca, Mor.,
No. de Oficio:
Asunto:

24/octubre/2019
SAC/279/2019
Autorización de
impresión de tesis

ING. MIGUEL FRANCISCO SABIDO BORGES
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "Desarrollo de la Función Volt-Var como Función de Soporte de Voltaje para un Inversor Interconectado a la Red Eléctrica", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica®
"Conocimiento y tecnología al servicio de México"

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO

ESTADOS UNIDOS MEXICANOS
SEP TecNM
CENTRO NACIONAL
DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADÉMICA

C.p. Mtra. Guadalupe Garrido Rivera.- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Expediente

GVGR/mcr



Resumen.

En el presente documento se describe la problemática de sobrevoltajes en el Punto de Conexión Común, en gran medida provocada por la alta penetración de fuentes de generación distribuida.

Se propone como solución un control Volt-Var, el cual regula la tensión por medio de la absorción o inyección de potencia reactiva en función del voltaje en el Punto de Conexión Común.

Se presenta el diseño de un filtro LCL como medio de acoplamiento a red para reducir el rizo de corriente de alta frecuencia inyectada, se presenta el método de diseño y se da un ejemplo de cálculo del mismo así como los compromisos que se deben satisfacer durante el diseño entre los valores de los componentes y los valores de frecuencia de resonancia, amortiguamiento y potencia reactiva absorbida.

Como parte central del trabajo se describe el diseño del control Volt-Var y en una primera etapa de pruebas a nivel simulación se prueba la eficacia de los controles básicos como son el PLL y los controles de corriente así como la eficacia del control Volt-Var en la regulación de voltaje en tres escenarios de prueba con valores de impedancia de red distintos.

La parte final describe la puesta en marcha de un prototipo en el cual no se logró la interconexión pero se logró realizar las pruebas de desempeño de los controles de corriente, del PLL y del control Volt-Var cuando se varía el voltaje en el Punto de Conexión Común y el control Volt-Var responde con una curva Volt-Var lo cual se traduce en el desplazamiento de la onda de corriente en adelante o atraso según el caso.

Abstract.

This document describes the problem of overvoltages at the Common Connection Point, largely caused by the high penetration of Distributed Generation sources.

A Volt-Var control is proposed as a solution, which regulates the voltage through absorption or injection of reactive power as a function of the voltage at the Common Coupling Point.

The design of an LCL filter is presented as a means of mating to reduce the injected high frequency curl, the design method is presented and an example of calculation is given as well as the commitments that must be met during the design between the values of the components and the values of resonance frequency, damping and reactive power absorbed.

The design of the Volt-Var control is described as a central part of the work. In a first stage of simulation testing, the effectiveness of the basic controls such as the PLL and the current controls is tested. The effectiveness of the Volt-Var control in voltage regulation in three test scenarios with different mains impedance values is also tested.

The final part describes the start-up of a non-interconnected prototype but the performance tests of the current controls, the PLL and the Volt-Var control were achieved when the voltage at the Common Coupling Point is varied and the Volt-Var control responds with a Volt-Var curve which translates into the displacement of the current wave in advance or delay depending on the case.

Dedicado en su totalidad a mis padres.

Agradecimientos

Agradezco primero que nada y por sobre todo, al Único Dios. Por incompresibles que me sean sus designios, siempre noto su huella en cada uno de los días de mi vida.

Considero este, un logro que sin el apoyo de mis padres ni siquiera en sueños podría haber logrado. Gracias, porque aunque sus niveles académicos fueron bajos eso nunca los imposibilitó para darme una buena educación, palabras adecuadas para motivarme, hacerme sentir amado y apoyarme en cada paso que vengo dando en esta vida.

Agradezco a todos aquellos quienes me motivaron a emprender esto, que pasó de ser un reto a un gran logro. Gracias amigos, gracias Nalle y Yera.

Agradezco al *TecNM* y al *Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico* por la oportunidad que me han brindado y por todas las facilidades que entre sus servicios se cuentan. Gracias al personal por su dedicada y amable labor, en especial a la Lic. Lorena por su invaluable apoyo y acompañamiento.

Agradezco al *Conacyt*, por la posibilidad de que con una beca pueda cursar y culminar este posgrado.

Dedico un agradecimiento especial a mi director de tesis, el Doctor Jesús Darío Mina Antonio, quien armado de paciencia y dedicación, me supo guiar en el desarrollo de mi trabajo.

De manera cordial y con mucho aprecio, agradezco a mis compañeros de generación, porque aún en medio de malos entendidos y a pesar de mi carácter difícil, prevalece la cordialidad y buenas intenciones. Aún con mas aprecio, agradezco a mis amigos de la especialidad en Control Automático, por crear en este proceso un ambiente de compañerismo, convivio y acompañamiento que ha sido de gran apoyo para mí.

Agradezco mi casero, Don Artemio, quien consciente de las necesidades de los estudiantes foráneos, me proporcionó un espacio digno y accesible para habitar estos dos años.

Finalmente, gracias Vannia, por todas las enseñanzas que he recibido de ti durante este periodo de tiempo que ha coincidido con este proceso.

Sumario

Resumen.....	1
Abstract.....	2
Agradecimientos.....	4
Índice de figuras.....	7
Índice de tablas.....	9
Nomenclatura, símbolos y parámetros.....	10
1 Introducción.....	1
1.1 Los Sistemas de Generación Distribuida (SGD).....	1
1.1.1 General.....	1
1.1.2 Concepto de Generación Distribuida.....	1
1.1.3 Tecnologías que conforman la GD.....	3
1.1.4 Modelo básico de la GD.....	3
1.1.5 Efectos de la GD en la red de distribución.....	4
1.1.6 El concepto de Servicios Auxiliares en un SGD.....	4
1.1.6.1 Definición.....	4
1.1.6.2 La GD y los Servicios Auxiliares.....	5
1.2 Marco normativo para la interconexión de SGD.....	5
1.2.1 General.....	5
1.2.2 Aspectos normados para la interconexión.....	6
1.2.3 Manejo de potencia activa y reactiva.....	7
1.2.3.1 Capacidad de potencia reactiva del DER.....	8
1.2.3.2 Voltaje y control de potencia reactiva.....	10
1.2.3.3 Voltaje y control de potencia activa.....	11
1.3 El Inversor Inteligente.....	11
1.3.1 General.....	11
1.3.2 Definición.....	11
1.3.3 Desarrollo de la Funcionalidad Avanzada de Inversor Inteligente.....	11
1.4 Planteamiento del problema.....	12
1.5 Estado del Arte.....	16
1.6 Propuesta de Solución.....	18
1.6.1 Propuesta general.....	18
1.6.2 Objetivos.....	20
1.6.2.1 Objetivo General.....	20
1.6.2.2 Objetivos específicos.....	20
1.6.3 Alcances y Limitaciones.....	21
2 Dimensionamiento y Modelado de Subsistemas del Inversor.....	23
2.1 Dimensionamiento del Inversor.....	23
2.1.1 Selección del voltaje y capacitor del bus de CD.....	23
2.2 Diseño del Filtro LCL.....	24
2.2.1 Cálculo del filtro LCL.....	28
2.3 Modelo del filtro LCL.....	33
2.3.1 Modelo matemático y funciones de transferencia del filtro LCL.....	33
3 Diseño de Controladores del Inversor.....	39
3.1 Control Básico del Inversor.....	39

3.1.1 PLL para el vector del voltaje de red.....	39
3.1.2 Lazos de Control de Corriente y Control de Potencia Activa y Reactiva.....	42
3.2 Control Volt-Var como soporte a la regulación de tensión en el PCC.....	47
3.2.1 Definición de las condiciones de red para las pruebas del control Volt-Var.....	47
3.2.2 Diseño de la función del control Volt-Var.....	48
3.3 Pruebas de Simulación del Inversor con Regulación de Tensión.....	58
3.3.1 Operación del Inversor con Impedancia de Red: $R1 + X_L$	59
3.3.2 Operación del Inversor con Impedancia de Red: $R2 + X_L$	61
3.3.3 Operación del Inversor con Impedancia de Red: $R3 + X_L$	63
4 Implementación y Pruebas Experimentales del Inversor.....	65
4.1 Implementación del Prototipo de Pruebas.....	65
4.1.1 Selección de Componentes del Inversor.....	66
4.1.2 Selección de Componentes del Filtro LCL.....	66
4.1.3 Selección de los Subsistemas de Sensado.....	67
4.1.4 Programación de Controladores en DSP.....	68
4.2 Pruebas Experimentales.....	70
4.2.1 Pruebas básicas del Inversor y evaluación del desempeño del Filtro LCL.....	70
4.2.2 Prueba del PLL y lazos de corriente.....	74
4.2.3 Pruebas del Control Volt-Var.....	78
5 Conclusión y Trabajos futuros.....	84
5.1 Conclusiones.....	84
5.2 Trabajos Futuros.....	85
6 Referencias.....	87

Índice de figuras

Figura 1.1: Modelo Básico para Generación Distribuida.....	4
Figura 1.2: Capacidad mínima de potencia reactiva en DER de Categorías A y B.....	10
Figura 1.3: Dinámica de potencias y voltajes en el PCC.....	13
Figura 1.4: Ángulo de fase entre voltaje corriente. Caso a: Adelanto de fase. Caso b: atraso de fase...	14
Figura 1.5: Potencia activa y reactiva del DER en función del ángulo de desfase de corriente respecto a voltaje.....	16
Figura 1.6: Propuesta de Solución.....	19
Figura 1.7: Esquema simplificado del control Volt-Var y el Control Básico del Inversor.....	20
Figura 2.1: Procedimiento convencional para calcular el filtro LCL.....	25
Figura 2.2: Gráfica de r contra factor de atenuación de rizo.....	27
Figura 2.3: Gráfica porcentaje de inyección de rizo de corriente (eje y) contra factor r (eje x).....	30
Figura 2.4: Esquema del filtro LCL para verificación bajo simulación.....	31
Figura 2.5: Formas de onda de corriente en los componentes del filtro LCL.....	32
Figura 2.6: Contenido armónico en las ondas de corriente en los elementos del filtro LCL.....	32
Figura 2.7: Impedancias del filtro LCL para una fase.....	34
Figura 2.8: Respuesta en frecuencia del filtro LCL.....	36
Figura 3.1: Estructura del lazo de enganche de fase (PLL).....	39
Figura 3.2: Respuesta del PLL: ángulo de fase de la onda de voltaje.....	41
Figura 3.3: Estructura de los lazos de control de corriente para las componentes d y q	44
Figura 3.4: Respuesta de los controles de corriente.....	45
Figura 3.5: Estructura algebraica para obtener las consignas de corriente a partir de las consignas de potencia.....	46
Figura 3.6: Capacidades de potencia del inversor.....	46
Figura 3.7: Etapa algebraica para limitar las demandas de potencia del inversor.....	47
Figura 3.8: Curva Volt-Var y puntos de operación.....	48
Figura 3.9: Límites de Banda Muerta en bloques PSIM.....	51
Figura 3.10: Límites de potencia reactiva.....	51
Figura 3.11: Pendientes de inyección de potencia reactiva.....	53
Figura 3.12: Determinación de V_1 y V_4 con base en la pendiente.....	53
Figura 3.13: Límites de inyección-absorción de Q	54
Figura 3.14: Límites para desconexión del DER.....	55
Figura 3.15: Matriz de inyección de potencia reactiva.....	57
Figura 3.16: Respuesta de la función Volt-Var al emular una variación de voltaje en el PCC.....	58
Figura 3.17: Respuesta del control Volt-Var para el Escenario 1.....	60
Figura 3.18: Desfase entre i_g y V_{PCC} para el Escenario 1.....	60
Figura 3.19: Respuesta del control Volt-Var para el Escenario 2.....	62
Figura 3.20: Desfase entre i_g y V_{PCC} para el Escenario 2.....	62
Figura 3.21: Respuesta del control Volt-Var para el Escenario 3.....	63
Figura 3.22: Desfase entre i_g y V_{PCC} para el Escenario 3.....	64
Figura 4.1: Diagrama del prototipo y sus partes.....	66
Figura 4.2: Inductor L_g con núcleo de hierro amorfo.....	67
Figura 4.3: Capacitor (a) y resistor (b) usados en el filtro LCL.....	67
Figura 4.4: Módulo sensor de corriente.....	68
Figura 4.5: Módulo sensor de voltaje.....	68

Figura 4.6: Prototipo de pruebas del inversor.....	69
Figura 4.7: Forma de onda del voltaje de red (V_{PCC}).....	70
Figura 4.8: Contenido armónico presente en el V_{PCC}	71
Figura 4.9: Onda de corriente y contenido armónico presente en la bobina L_i	72
Figura 4.10: Onda de corriente y contenido armónico en el capacitor C_f	73
Figura 4.11: Onda de corriente y contenido armónico en el inductor L_g	74
Figura 4.12: Forma de onda obtenida a la salida del PLL.....	75
Figura 4.13: Contenido armónico de la señal obtenida del PLL.....	75
Figura 4.14: DSP Oscilloscope: Control de corriente i_g componente d, alcanzando la referencia dada..	76
Figura 4.15: Forma de onda de la corriente i_g medida con el osciloscopio del laboratorio.....	77
Figura 4.16: Consignas de corriente para la componente q de la corriente i_g en el DSP Oscilloscope.....	77
Figura 4.17: Desplazamiento de la corriente i_g por consigna en la componente q.....	78
Figura 4.18: Sistema no interconectado. Variac para toma sincronización del PLL y resistencias de carga a la salida del filtro LCL	79
Figura 4.19: Voltaje de red y corriente i_g en fase después de la corrección.....	79
Figura 4.20: Desfases correspondientes a la variación del V_{PCC} dentro del rango de rampa de inyección de Q.....	81
Figura 4.21: Desfases correspondientes a la variación del V_{PCC} dentro del rango de rampa de absorción de Q.....	82
Figura 4.22: Voltajes en PCC para los estados de máxima inyección a) y máxima absorción b) de potencia reactiva.....	83

Índice de tablas

Tabla 1.1: Requisitos de funciones de control de voltaje y potencia activa / reactiva de los DER IEE....	8
Tabla 1.2: Inyección de potencia reactiva máxima y capacidad de absorción.....	9
Tabla 1.3: Resumen de capacidad de intercambio de potencia reactiva en función de la potencia activa.	9
Tabla 3.1: Valores de los puntos de operación de la Curva Volt-Var.....	49
Tabla 3.2: Lógica sintentizada en la matriz de inyección.....	57
Tabla 4.1: Variación de voltaje en PCC, consigna de potencia reactiva y desplazamiento en grados.....	80

Nomenclatura, símbolos y parámetros.

Acrónimos.

BES - Bulk Electric System.
CA - Corriente Alterna.
CD - Corriente Directa.
CE - Central Eléctrica.
DER - Distributed Energy Resources.
dq0 ó DQ0 - Marco de referencia dq0.
DSP - Procesador digital de señal.
EV - Electric Vehicle.
FP - Factor de Potencia.
GC - Generación Centralizada.
GD - Generación Distribuida.
GLD - Generación Limpia Distribuida.
IEC - International Electrotechnical Commission
IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers.
LIE. Ley de la Industria Eléctrica.
LTE - Ley de Transición Energética.
NERC - North American Electric Reliability Corporation.
P1 - PCC.
PCC - Punto de Conexión Común.
PI - Controlador Proporcional-Integral.
PLL - Lazo de enganche de fase.
REI - Red Eléctrica Inteligente.
RGD - Red General de Distribución.
SEN - Sistema Eléctrico Nacional.
SGD - Sistema General de Distribución.
SGD - Sistemas de Generación Distribuida.
SIWG - Smart Inverter Working Group
SRF - Marco de referencia síncrono.
UL - Underwriters Laboratories.

Variables

$(P + jQ)$ - Potencia compleja.
 $(R + jX)$ - Impedancia compleja.

C - Capacitor.
 C_b - Capacitancia base.
 C_f - Capacitancia del filtro LCL.
 I_1, I_2 - Interruptores de seguridad.
 $i_{g,d}$ - Componente d de corriente.
 $i^*_{g,d}$ - Referencia de corriente en la componente d .
 $i_{g,q}$ - Componente q de corriente.
 $i^*_{g,q}$ - Referencia de corriente en la componente q .
 i_g - Corriente en el inductor L_g .
 i_i - Corriente en el inductor L_i .
 I_{pk} - Corriente pico.
 I_{pp} - Corriente pico a pico.
 I_{rms} - Corriente media cuadrática.
 k_i - Ganancia integral.
 k_p - Ganancia proporcional.
 L_g - Bobina lado red.
 L_i - Bobina del lado inversor.
 M_F - Medidor de flujo de potencia bidireccional.
 P - Potencia Activa.
 p.u. - Valores por unidad.
 P^* - Referencia de potencia activa.
 P_{min} - Potencia Activa mínima.
 P_N ó P_n - Potencia activa nominal.
 $P_{nominal}$ - Potencia Activa nominal.
 Q - Potencia Reactiva.
 Q^* - Referencia de potencia reactiva.
 r - Factor de relación entre L_g y L_i .
 R_d - Resistencia de amortiguación.
 R_i - Resistencia serie del inductor L_i .
 R_g - Resistencia serie del inductor L_g .
 R_{grid} - Resistencia de red.
 S - Potencia Aparente.
 SCR - Realación de corto circuito.
 S_n ó S_N - Potencia aparente nominal.
 SPWM - Modulación senoidal-PWM.
 T_{sw} - Periodo de conmutación.
 V_{CD} - Voltaje en corriente directa.
 $V_{PCC,d}$ - Componente d de voltaje.
 $V_{PCC,q}$ - Componente q de voltaje.
 $v_{i,d}$ - Voltaje del lado inversor, componente d .
 $v_{i,q}$ - Voltaje del lado inversor, componente q .

V_{INV} - Voltaje a la salida del inversor.
 V_N - Voltaje nominal.
 V_{PCC} - Voltaje en el PCC.
 V_{pk} - Voltaje pico.
 V_{pp} - Voltaje pico a pico.
 V_{rms} - Voltaje o volts medio cuadrático.
 x - Potencia reactiva del capacitor C_f .
 X_g - Reactancia de red.
XRR ó X/RR - Relación entre reactancia y resistencia.
 Z_b - Impedancia base.
 Z_{grid} - Impedancia de red.

Unidades de medida.

Arms - Ampere medio cuadrático.
Hz – Hertz.
kHz - kilo Hertz.
kV - kilo Volt.
kVA - kilo Volt-Ampere
kW - kilo Watt.
mH - mili Henrios.
MW - Mega Watt.
s - Unidad de tiempo en segundos.
var - Volt-Ampere reactivo.
 V_{rms} - Voltaje o volts medio cuadrático.

1 Introducción

1.1 Los Sistemas de Generación Distribuida (SGD).

1.1.1 General.

A nivel mundial, se tiene la necesidad de modernizar el esquema de generación de energía eléctrica. Esto se debe a varias razones entre las que podemos contar el aumento de la densidad de población, lo cual aumenta la demanda de energía, generando ciertos inconvenientes que se traducen en baja rentabilidad. Otra razón y quizá la más importante es el cambio climático debido a los gases de efecto invernadero que se producen durante la generación por quema de combustibles fósiles. Tal motivo climático ha causado que los países se pongan de acuerdo para introducir generación de energía a escalas más pequeñas y por medio de energías renovables.

México no ha quedado fuera de esta necesidad y también se ha visto en la necesidad de modernizar y ampliar el Sistema Eléctrico Nacional (SEN) y transformarlo progresivamente en una Red Eléctrica Inteligente (REI).

Es importante conocer la diferencia entre la GD y la Generación Centralizada (GC), ésta última es el modelo de distribución de energía que tradicionalmente se usa en el siglo XX, caracterizada en que la generación se realiza en las grandes centrales eléctricas alimentadas por carbón, turbinas hidroeléctricas o gas y su ubicación está bastante alejada de los centros urbanos en donde se consume la energía. La GC en general tiene las etapas de generación a alto voltaje, transporte y distribución a voltajes menores. El modelo de GC presenta actualmente muchas pérdidas a nivel de transmisión en comparación con la GD, la cual no tiene este inconveniente ya que la generación ocurre en las mismas áreas de consumo de energía.

1.1.2 Concepto de Generación Distribuida.

Como introducción al concepto de GD podemos tomar en cuenta las siguientes definiciones:

En [1] proponen una definición de GD atendiendo a una serie de aspectos: propósito de la GD, ubicación, capacidad o tamaño de la instalación, área de servicio, tecnología de generación, impacto medioambiental, modo de operación, propiedad y penetración de la GD. Únicamente los dos primeros aspectos son considerados relevantes, proponiendo la siguiente definición: “*Generación Distribuida es una fuente de potencia eléctrica conectada directamente a la red de distribución o en las instalaciones de los consumidores*”. La distinción entre red de distribución y red de transporte la dejan supeditada a lo establecido legalmente en cada país. Asimismo, proponen una clasificación de la GD en función de su tamaño:

- Micro GD: $1W < potencia < 5kW$.
- Pequeña GD: $5kW \leq potencia < 5MW$.
- Mediana GD: $5MW \leq potencia < 50MW$.
- Gran GD: $50MW \leq potencia < 300MW$.

En [2] prefieren una definición amplia sin entrar a discutir detalles sobre el tamaño de los generadores, tensión de conexión, tecnología de generación, etc. Sin embargo, mencionan algunos atributos asociados generalmente a la GD:

- No ser despachada o programada centralmente.
- Normalmente con potencia menor a 50 ó 100MW.
- Usualmente conectada en las redes de distribución ($V \leq 145kV$).

En [3] los autores definen la GD como pequeños generadores (típicamente entre 15kW y 10MW) esparcidos en los sistemas eléctricos. Estos generadores pueden estar conectados a las redes de distribución (en las instalaciones de la empresa distribuidora o en las instalaciones de los consumidores) o estar aislados de éstas. Utilizan el concepto de Generación Dispersa para referirse a generadores muy pequeños, del tamaño necesario para alimentar consumos residenciales o pequeños negocios (típicamente entre 10 y 250kW) y conectados en las instalaciones de los consumidores o aislados de las redes.

En general no existe consenso, a nivel mundial, sobre qué es exactamente la Generación Distribuida, puesto que son múltiples los factores que afectan a su definición: tecnologías empleadas, límite de potencia, conexión a red, etcétera. En México, la Ley de la Industria Eléctrica (LIE) define a la GD como la generación de energía eléctrica que se realiza por un generador cuya central tiene una capacidad menor a 0.5MW (éste tipo de generadores se llaman exentos por no requerir permiso para su operación) y además se encuentra interconectada a un circuito de distribución que contenga una alta concentración de Centros de Carga. La Ley de Transición Energética (LTE) extiende este concepto al de Generación Limpia Distribuida (GLD), el cual además de lo ya establecido en la LIE, indica que es la generación que se realiza a partir de energía limpias [4].

En éste punto es pertinente definir también lo que son los recursos de energía distribuida, conocidos como DER por sus siglas en inglés, son unidades de pequeña escala de generación local conectadas a la red a nivel de distribución. Los DER pueden incluir generación de energía renovable y no renovable, almacenamiento de energía, inversores (dispositivos electrónicos que cambian CD o corriente directa, a CA o corriente alterna), convertidores de matriz (de CA a CA), vehículos eléctricos y otras cargas controladas. Los DER también comprenden nuevas tecnologías como medidores inteligentes y servicios de datos.

Según la North American Electric Reliability Corporation (NERC), un DER se define como cualquier recurso en el sistema de distribución que produce electricidad y no está incluido en la definición formal de NERC del sistema eléctrico a granel (BES, por sus siglas en inglés) [5].

Los ejemplos comunes de DER incluyen unidades fotovoltaicas solares en la azotea, turbinas de gas natural, micro-turbinas, turbinas eólicas, generadores de biomasa, celdas de combustible, unidades de tri-generación, almacenamiento de baterías y cargadores EV, y aplicaciones de respuesta a la demanda. Estos elementos separados trabajan juntos para formar una Generación Distribuida.

En resumen se puede concluir que la GD son generadores interconectados en la etapa de distribución a bajo y medio voltaje, parte de la potencia generada puede ser consumida por la misma instalación y sus potencias son menores a la de los generadores centralizados.

1.1.3 Tecnologías que conforman la GD.

La energía eléctrica de la GD puede generarse por medio de las siguientes tecnologías:

- Turbinas de gas
- Microturbinas
- Turbinas de vapor
- Ciclos combinados
- Motores alternativos
- Mini-hidráulica
- Eólica
- Solar
- Celdas de combustible
- Vehículos eléctricos
- Almacenamiento por baterías.

Mientras que en México se identifican 4 grandes usos de las tecnologías de GD [6]:

- Sistemas de emergencia y cogeneración.
- Sistemas de autoabastecimiento
- Sistemas con fuentes de energías renovables
- Sistemas híbridos de fuentes de energías renovables con almacenamiento.

Cabe señalar que algunos equipos de GD no se conectan a la red, trabajando en todo momento en "modo aislado".

En el caso de la generación interconectada, la complejidad de la conexión dependerá del nivel de interacción que se necesite entre los generadores, las cargas y la red eléctrica, permitiendo:

- Operar el equipo de GD como la principal fuente de energía y comprar energía al sistema en las horas en que se produzcan picos de demanda.
- Obtener energía de la red en caso de que se produzca una indisponibilidad en el sistema de GD.
- Exportar energía, proporcionar servicios auxiliares al sistema eléctrico o vender energía en el mercado liberalizado.
- Mejorar la fiabilidad proporcionando una fuente de energía alternativa.

1.1.4 Modelo básico de la GD

El modelo básico de la GD [7] (Figura 1.1) contempla las etapas de Central Eléctrica (CE), esencialmente la tecnología de generación; interruptores de seguridad tanto para la CE como para la interconexión a la red de distribución (I_1 e I_2); una carga asociada a la misma instalación (en el caso de GD residencial); un medidor de flujo de potencia bidireccional (M_F), el cual contabiliza la potencia consumida o inyectada a la red; P1 es el Punto de Conexión Común o PCC; y un inversor, el cual, contempla una serie de características llamadas *funcionalidad avanzada* que le permiten a la instalación

tener los requisitos para la interconexión y operación en paralelo con la red de distribución. Dicho inversor recibe el nombre de Inversor Inteligente.

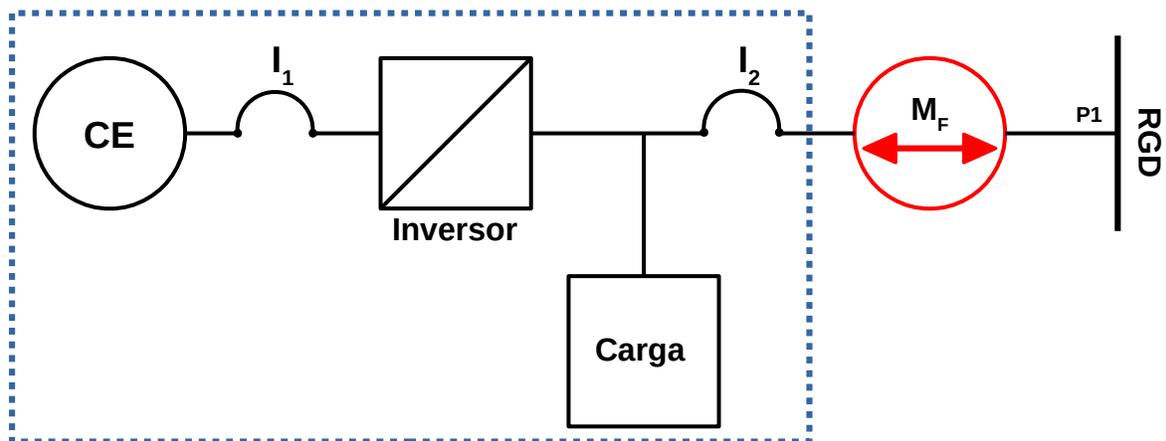


Figura 1.1: Modelo Básico para Generación Distribuida.

Según la norma IEEE 519-2014, el punto de conexión común (PCC) es un punto de conexión individual ubicado entre el usuario final (punto de medida de energía) y el sistema que lo alimenta. El PCC presenta una impedancia característica, la cual es parte de las causas de perturbaciones en la red [8]. Bajo el esquema de la generación distribuida, el PCC es el punto en donde se interconectan la red de distribución, los DER y las cargas.

1.1.5 Efectos de la GD en la red de distribución.

Tradicionalmente, el diseño de la red de distribución no necesitaba considerar cuestiones de estabilidad, ya que la red era pasiva, radial y el flujo de potencia unidireccional. Con la introducción de la GD por medio de las energías renovables, entraron en escena factores como la intermitencia de la generación, cambios en la capacidad de cortocircuito, flujos de potencia bidireccional, desbalance de fases, variaciones de voltaje y frecuencia, tecnología usada en la inversión, etcétera. Ésto origina problemas de operación, dada la necesidad de controlar la producción de potencia y coordinarla con la demanda de las cargas o según las variaciones de precio de producción; se crea una necesidad de control de niveles de voltaje y de frecuencia, así como la necesidad de un sistema de control supervisorio para la coordinación de protecciones y situaciones de aislamiento de áreas de red.

Debido a las tecnologías usadas en la generación, valores de impedancia de red y el ya conocido efecto de las cargas no lineales, se tienen altos contenidos armónicos y sumando los desbalances de fases y las variaciones de voltaje y frecuencia entre otros, podemos hablar de un problema de calidad de la energía y también podría verse comprometida la estabilidad y seguridad de la red.

1.1.6 El concepto de Servicios Auxiliares en un SGD.

1.1.6.1 Definición.

La Comisión Federal Reguladora de Energía de los Estados Unidos (FERC), en su Orden No. 888, define los servicios auxiliares como: "aquellos servicios necesarios para respaldar la transmisión de energía eléctrica del vendedor al comprador, dadas las obligaciones de las áreas de control y la

transmisión de servicios dentro de esas áreas de control para mantener operaciones confiables del sistema de transmisión interconectado".

Los servicios auxiliares son los servicios y funciones especiales provistos por la red eléctrica que facilitan y respaldan el flujo continuo de electricidad para que el suministro satisfaga continuamente la demanda. El término servicios auxiliares se usa para referirse a una variedad de operaciones más allá de la generación y transmisión que se requieren para mantener la estabilidad y la seguridad de la red. Estos servicios generalmente incluyen control de voltaje y frecuencia, reservas de giro y reservas operativas.

1.1.6.2 La GD y los Servicios Auxiliares.

Hoy en día, los servicios auxiliares en redes de distribución eléctrica (por ejemplo, soporte de voltaje y control de potencia reactiva), generalmente proporcionados por bancos de condensadores, comienzan a ser realizados por unidades de GD. De esta manera, en varios estudios se documenta el uso de GD como proveedores de potencia reactiva [9] e incluso se habla de una central eléctrica virtual. Para proporcionar una alternativa real a las centrales eléctricas y permitir una migración a un sistema de energía verdaderamente distribuido, los DER deben contribuir a la operación del sistema de energía al proporcionar el mismo conjunto de servicios auxiliares que las plantas centrales.

1.2 Marco normativo para la interconexión de SGD.

1.2.1 General.

En cuanto a la interconexión se refiere y dados los efectos mencionados en el apartado anterior de la GD en la RGD, existe un marco normativo tanto a nivel internacional como en México, que garantiza la estabilidad, seguridad y eficiencia de la red eléctrica ante la creciente integración de la GD. Se describen brevemente a continuación las normas más importantes que regulan la interconexión tanto a nivel internacional como en el país.

En el Mercado actual, dos de las organizaciones más importantes para la definición de estándares para las pruebas y certificación de inversores para plantas de GD son IEC (International Electrotechnical Commission), y UL (Underwriters Laboratories). Estas dos organizaciones se encargan de preparar y publicar los estándares para diferentes tecnologías dentro del sector eléctrico y electrónico. Una de las principales diferencias entre estas dos entidades es el área de influencia y los lugares en los cuales son adoptados sus respectivos estándares. En Europa predomina IEC mientras que en Norteamérica es UL.

Aunque a primera vista la diferencia entre los dos tipos de estándares puede parecer significativa, los dos abarcan los mismos tipos de riesgos. En primera instancia se publicó el estándar UL1741 el cual abarca la conversión de energía y los sistemas de protección para productos relacionados con la Generación Distribuida (GD). Dentro de estos productos se encuentran los inversores fotovoltaicos, celdas de carga, turbinas hídricas y eólicas, controladores de carga, y algunos otros productos que no se encuentran dentro del alcance del estándar IEC 62109. Este último fue

desarrollado con base en UL1741 con algunas modificaciones para rellenar los vacíos existentes. La mayor diferencia entre los dos estándares radica en que el IEC 62109 fue especificado únicamente para inversores fotovoltaicos.

En cuanto a las especificaciones técnicas, y las pruebas de interconexión de sistemas de generación distribuida a la red eléctrica, el estándar adoptado por UL es el IEEE 1547. Este estándar proporciona los requisitos relevantes al desempeño, operación, pruebas, consideraciones de seguridad, y mantenimiento de la interconexión. También incluye los requisitos generales para las respuestas a condiciones anormales, calidad de potencia, así como para el aislamiento de los sistemas de generación distribuida. Por el lado de IEC se cuenta con dos estándares para abarcar las definiciones encontradas en IEEE1547, estos estándares son IEC 61727, el cual proporciona los requisitos para la interfaz de los sistemas distribuidos con la red eléctrica, como por ejemplo: los parámetros de calidad de potencia, rangos de voltaje y frecuencia, oscilaciones, armónicos, y factor de potencia; y el estándar IEC 62116, el cual proporciona los procedimientos para las pruebas de conformidad de los métodos para la prevención del aislamiento (anti-islanding) de los inversores inteligentes [10].

Finalmente en México, la “CRE - RES/142/2017” expide las disposiciones administrativas de carácter general, los modelos de contrato, la metodología de contraprestación y las especificaciones técnicas generales aplicables a las centrales eléctricas de generación distribuida mientras que el Manual de Interconexión de Centrales de Generación con Capacidad menor a 0.5 MW establece los lineamientos generales en materia administrativa y de infraestructura que deberán cumplir los Distribuidores, Generadores Exentos y Generadores que representen Centrales Eléctricas con capacidad menor a 0.5 MW para realizar la interconexión de sus Centrales Eléctricas a las Redes Generales de Distribución de manera ágil y oportuna, garantizando las condiciones de eficiencia, Calidad, Confiabilidad, Continuidad, seguridad y sustentabilidad del Sistema Eléctrico Nacional [11]. Ésta regulación permite la interconexión de GD instalada a pequeña escala (con capacidad menor a 0.5MW), con el sistema eléctrico, a fin de que puedan vender su energía en el mercado eléctrico [7].

1.2.2 Aspectos normados para la interconexión.

En cuanto a interconexión de DER se refiere, existen ciertos aspectos a tomar en cuenta en el diseño de inversores. Dichos aspectos se encuentran incluidos en los principales estándares (IEEE-1547/UL-1741, IEC-61727 y VDE-0126-1-1).

Respuesta a condiciones anormales en la red.

En la red pueden surgir condiciones anormales, es decir, condiciones que se encuentran por debajo o sobrepasan los valores nominales a los que opera el DER en el SGD, y ante los cuales, el DER responderá adecuadamente. Dicha respuesta, por lo general consisten en la desconexión del DER siempre y cuando se hayan excedido los rangos especificados de *frecuencia* , *voltaje* y *duración* de la condición anormal. Los lapsos de tiempo especificados son

para evitar la desconexión en caso de tratarse de fallas transitorias. También se regulan las condiciones en que el inversor puede reconectarse después de una desconexión causada por condiciones anormales de voltaje o frecuencia.

Calidad de la Energía

También se presentan variaciones cíclicas de tensión o repercusiones indeseables como desbalanceo de fases y corrientes armónicas, las cuales demeritan la calidad del servicio que el suministrador le otorga al resto de sus usuarios. Por lo tanto, también están regulados los valores de las magnitudes de los factores que afectan la calidad de la energía. Entre dichos factores se cuentan la inyección de Corriente Directa, los armónicos y el Factor de Potencia.

Aislamiento o condición de isla.

Por cuestiones de seguridad, se toma en cuenta la eventualidad de la condición de isla o aislamiento no intencionado de un área de red, ya sea que fuera provocado por el disparo de protecciones debido a fallas o por cuestiones intencionadas como el mantenimiento de dicha área de red. Los estándares mencionan los métodos de prueba para detectar dicha condición y los lapsos de espera antes de disparar la desconexión del DER para evitar el aislamiento del área de red.

1.2.3 Manejo de potencia activa y reactiva.

La característica de administración de potencia activa (P) y reactiva (Q) es muy importante en los inversores inteligentes, ya que con dichas prestaciones, es posible respaldar la estabilidad de la red tanto en voltaje (V) como en frecuencia (f). En éste trabajo de tesis, la administración de las potencias activa y reactiva se orienta hacia la mitigación de fluctuaciones de voltaje en el PCC.

Para tal efecto, existen diferentes esquemas de administración de potencia reactiva y activa, pudiendo ambas estar en función del voltaje en el PCC o pudiendo estar la potencia reactiva en función de la potencia activa, incluso la potencia reactiva puede llegar a estar en función tanto de V como de P.

Según el estándar IEEE 1547-2018 [12], el inversor debe contar con diferentes funciones de administración de potencia reactiva y activa. Dependiendo de las funciones con las que cuente dicho inversor, entra dentro de una de dos categorías (A o B). La Tabla 1.1 presenta cuales funciones son obligatorias para los inversores de cada categoría.

A manera de clarificar cuales son las categorías de los DER en IEEE 1547-2018 se mencionan las diferencias en los dos tipos de categorías a saber [13]:

Las configuraciones de las Categorías A y B para la regulación de voltaje ayudan al soporte de red durante condiciones normales y permiten a las empresas de servicios públicos y a los proveedores de DER aprovechar las capacidades técnicas de los inversores inteligentes para ayudar a regular los voltajes de distribución, una función importante para todas las empresas de servicios eléctricos. *En la*

categoria A se requiere de todos los sistemas DER, mientras que la categoria B requeriría capacidades de regulación más amplias y probablemente se aplicaría a tecnologías avanzadas de inversor.

Las categorías I, II y III son específicas para las capacidades de no-desconexión en voltaje y frecuencia durante condiciones anormales:

- La categoría I satisface las necesidades más importantes del sistema a granel y se aplica a todas las tecnologías DER de vanguardia.
- La Categoría II cubre todas las necesidades de estabilidad/confiabilidad del sistema a granel, evita el disparo para una gama más amplia de perturbaciones y considera la recuperación retardada de voltaje inducida por fallas.
- La Categoría III ofrece el conjunto más amplio de capacidades, incluida la capacidad adicional para abordar las necesidades de confiabilidad y calidad de la energía del sistema de distribución y coordinar con los requisitos existentes para penetraciones DER muy altas.

Tabla 1.1: Requisitos de funciones de control de voltaje y potencia activa / reactiva de los DER IEE.

Categoría del DER	Categoría A	Categoría B
Regulación de Voltaje por Control de Potencia Reactiva		
Modo factor de potencia constante.	Obligatorio	Obligatorio
Modo Voltaje - potencia reactiva.	Obligatorio	Obligatorio
Modo potencia activa – potencia reactiva.	No requerido	Obligatorio
Modo potencia reactiva constante.	Obligatorio	Obligatorio
Voltaje y Control de Potencia Activa		
Modo Voltaje – potencia activa.	No requerido	Obligatorio

1.2.3.1 Capacidad de potencia reactiva del DER.

La capacidad de administración de potencia reactiva del DER está en función de la cantidad de potencia activa en su salida. El DER debe ser capaz de inyectar o absorber potencia reactiva cuando la salida del inversor está entregando un mínimo de potencia activa. Este mínimo de potencia activa es igual o mayor a la *cantidad de potencia activa mínima en estado estable* (P_{min}) ó igual o mayor al 5% de su *potencia activa nominal* ($P_{nominal}$), el criterio preferible es ante la cantidad que sea mayor. Este concepto se ilustra en la Tabla 1.3 en la fila de color verde.

Se definen dos rangos de administración de potencia reactiva:

- El primer rango es cuando la entrega de potencia activa a la salida del inversor se halla entre el 5% y el 20% de su capacidad nominal (fila azul de la Tabla 1.3). Dentro de este primer rango, la cantidad de potencia reactiva que puede intercambiar el DER es hasta el valor mínimo de

potencia reactiva indicado en la Tabla 1.2, multiplicado por la potencia activa P dividida por 20% de potencia activa nominal $P_{nominal}$.

- El segundo rango es cuando está entregando en su salida una cantidad de potencia activa superior a 20% de su capacidad nominal (fila roja de la Tabla 1.3). Para este segundo rango, el DER no debe limitar la entrega de inyección o absorción de potencia reactiva sino hasta la capacidad especificada en la Tabla 1.2, según lo requiera la función de control activo en el momento.

De ser necesario, es permisible la reducción de potencia activa P para cumplir con las limitaciones de potencia aparente $S_{nominal}$.

Tabla 1.2: Inyección de potencia reactiva máxima y capacidad de absorción.

Categoría	Capacidad de inyección como porcentaje de la potencia aparente nominal.	Capacidad de absorción como porcentaje de la potencia aparente nominal.
A	44	25
B	44	44

Tabla 1.3: Resumen de capacidad de intercambio de potencia reactiva en función de la potencia activa.

Rango	Categoría A		Categoría B	
	Inyección	Absorción	Inyección	Absorción
$P \geq P_{min}$ ó $P \geq 0.05 * P_{nominal}$	Se habilita intercambio de Q	Se habilita intercambio de Q	Se habilita intercambio de Q	Se habilita intercambio de Q
$0.05 * P_{nominal} \leq P \leq 0.2 * P_{nominal}$	$Q = \frac{0.44 * S_{nom} * P}{0.2 * P_{nominal}}$	$Q = \frac{-0.25 * S_{nom} * P}{0.2 * P_{nominal}}$	$Q = \frac{0.44 * S_{nom} * P}{0.2 * P_{nominal}}$	$Q = \frac{-0.44 * S_{nom} * P}{0.2 * P_{nominal}}$
$P > 0.2 * P_{nominal}$	$Q = 0.44 * S_{nom}$	$Q = -0.25 * S_{nom}$	$Q = 0.44 * S_{nom}$	$Q = -0.44 * S_{nom}$

Estos requisitos de potencia reactiva se ilustran la Figura 1.2.

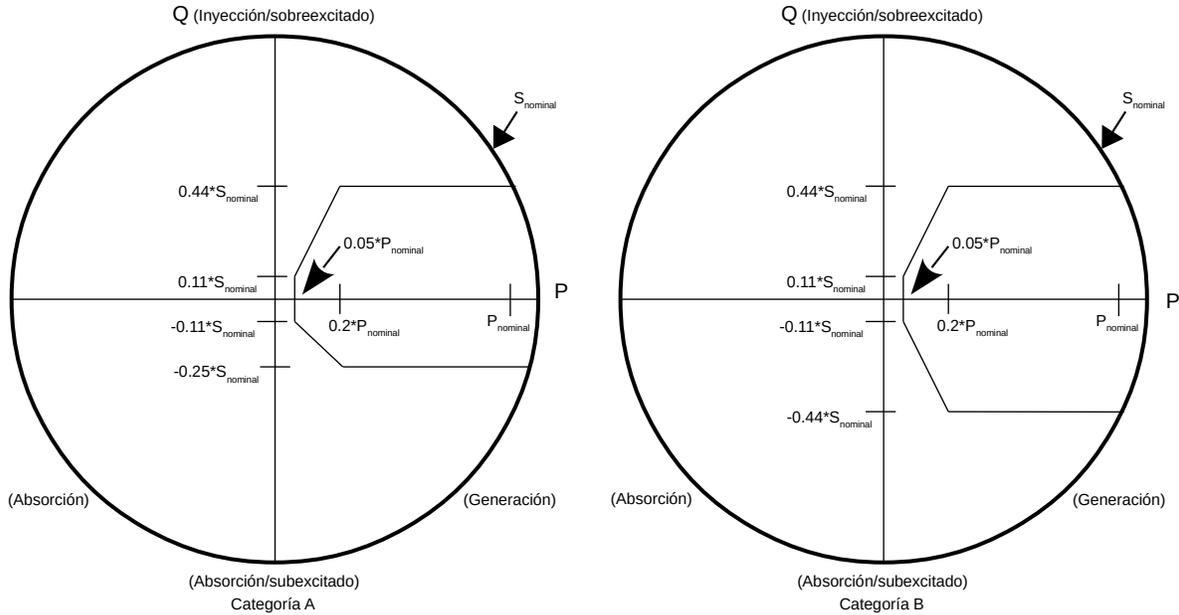


Figura 1.2: Capacidad mínima de potencia reactiva en DER de Categorías A y B.

El DER puede producir potencia activa P hasta la capacidad de kVA proporcionada (S_{nominal}), siempre que siga siendo capaz de absorber o inyectar potencia reactiva en todo momento, en la medida de los rangos de capacidad de potencia reactiva definidos anteriormente, según lo exija el modo de control de potencia reactiva y los correspondientes ajustes establecidos por el operador de red.

1.2.3.2 Voltaje y control de potencia reactiva.

El DER debe proporcionar capacidad de regulación de voltaje mediante cambios de potencia reactiva.

Las funciones de control de voltaje y potencia reactiva no crean un requisito para que el DER funcione en puntos fuera de las capacidades mínimas de potencia reactiva especificadas anteriormente.

El DER, como se especifica en la Tabla 1.1, proporcionará las capacidades de los siguientes modos mutuamente excluyentes de funciones de control de potencia reactiva:

- Modo de factor de potencia constante.
- Modo de voltaje - potencia reactiva.
- Modo de potencia activa - reactiva.
- Modo de potencia reactiva constante.

El DER será capaz de activar cada uno de estos modos, uno a la vez.

El modo de factor de potencia constante con la configuración del factor de potencia unitario será el modo predeterminado del DER instalado a menos que el operador de red especifique lo contrario.

El operador DER será responsable de implementar modificaciones de configuración y selección de modos, según lo especificado por el operador de red dentro de un tiempo aceptable. Según un acuerdo mutuo entre el operador de red y el operador DER, se permitirán modos de control de potencia reactiva e implementaciones distintas a las mencionadas anteriormente.

1.2.3.3 Voltaje y control de potencia activa.

La categoría B de los DER deberá, como se especifica en la Tabla 1.1, proporcionar una capacidad de regulación de voltaje mediante cambios de potencia activa. La activación/desactivación de esta función queda a discreción del operador de red. El valor predeterminado es que esta función está deshabilitada.

1.3 El Inversor Inteligente.

1.3.1 General

Como consecuencia de la necesidad de mitigar el impacto de la integración de la GD en la red, surge una respuesta a la misma, por medio de tres aspectos distintos pero estrechamente relacionados entre sí: la implementación de servicios auxiliares a nivel de distribución, la constante actualización de las normas de interconexión y la convergencia de estos dos primeros aspectos en la etapa inversora, por medio de la implementación de la llamada Funcionalidad Avanzada del Inversor. Un inversor que cuenta con dicha Funcionalidad Avanzada recibe el nombre de Inversor Inteligente.

1.3.2 Definición.

A nivel internacional ya se regula y se especifica dicha funcionalidad, en EE.UU., por ejemplo, el Grupo de Trabajo de Inversores Inteligentes (SIWG) identificó el desarrollo de la funcionalidad avanzada del inversor como una estrategia importante para mitigar el impacto de las altas penetraciones de los DER. El SIWG ha perseguido el desarrollo de la funcionalidad avanzada del inversor en tres fases a través de la Regla 21. Dicha regla define al *inversor inteligente* de la siguiente manera:

“Un inversor de una instalación de generación que realiza *funciones* que, cuando se activan, pueden contribuir de forma autónoma al soporte de la red durante las desviaciones de las condiciones normales de operación de voltaje y frecuencia al proporcionar: soporte dinámico de potencia activa y reactiva, no-desconexión ante transitorios de voltaje y frecuencia, controles de velocidad de rampa, sistemas de comunicación con capacidad para aceptar comandos externos y otras funciones [14].”

1.3.3 Desarrollo de la Funcionalidad Avanzada de Inversor Inteligente.

Así mismo, las fases de desarrollo de la funcionalidad avanzada del inversor inteligente quedan definidas como se mencionan a continuación [15]:

La *Fase 1* considera las llamadas *funciones autónomas* que todos los DER deberán realizar y también establece que los nuevos proyectos solares deben usar un inversor inteligente y cumplir con el protocolo de prueba UL 1741-SA. Dichas funciones autónomas son:

- Protección anti-isla.
- No-desconexión ante transitorios de alto y bajo voltaje.
- No-desconexión ante transitorios de alta y baja frecuencia.
- Operación Volt-Var dinámica.
- Velocidad de rampa.
- Factor de Potencia fijo.
- Reconexión de arranque suave.

La *Fase 2* considera los protocolos predeterminados para las *comunicaciones* entre los servicios públicos propiedad de inversionistas, DER y agregadores DER y establece los requisitos de comunicación para los inversores, los cuales, deben poder comunicarse de manera efectiva a través de Internet utilizando el estándar de red IEEE 2030.5-2018 [16]. Ésta comunicación del DER con la red eléctrica puede ser de dos tipos:

- Comunicaciones DER directas: los sistemas DER individuales vinculados directamente a la red eléctrica.
- Comunicaciones mediadas por agregadores: terceros aprobados que combinan múltiples sistemas DER.

La *Fase 3* está considerando actualmente las llamadas *funciones avanzadas* adicionales del inversor, que puede requerir o no comunicaciones. Dichas funciones avanzadas son:

- Monitoreo de datos clave del DER.
- Comando de desconexión y reconexión del DER (Des-energizar y retorno a servicio).
- Límite máximo del Modo de Potencia Activa.
- Establecer Modo de Potencia Activa.
- Modo Frecuencia-Watt.
- Modo Volt-Watt.
- Soporte de Corriente Reactiva Dinámica.
- Programación de valores y modos de potencia.

1.4 Planteamiento del problema.

El problema específico que se abordará en este trabajo de tesis, consiste en la variación de voltaje nominal (V_N) que ocurre en el Punto de Conexión Común (V_{PCC}) en las horas de máxima penetración de potencia proveniente de la Generación Distribuida. En el caso de los Sistemas Fotovoltaicos (SFV), esto sucede durante las horas del día en que ocurre la máxima irradiancia; en donde dichos DER tienden a inyectar su máxima potencia activa (P). Este fenómeno de variación de voltaje se intensifica debido a factores como gran cantidad de cargas no lineales, la debilidad de la red

(cuyos indicadores son la Relación entre Reactancia y Resistencia, XRR , y la Relación de Cortocircuito, SCR) y la impedancia de red (Z_{grid}).

Se plantea que el DER dé soporte a la regulación del V_{PCC} en las condiciones mencionadas, mediante el servicio auxiliar de administración de potencia reactiva (Q) para regulación de voltaje.

En la Figura 1.3 se observan los voltajes, V_N en la RGD, ΔV_N al interactuar la potencia compleja suministrada por el DER ($P + jQ$) con la impedancia de red en el PCC ($R + jX$) y V_{INV} correspondiente al voltaje suministrado por el inversor.

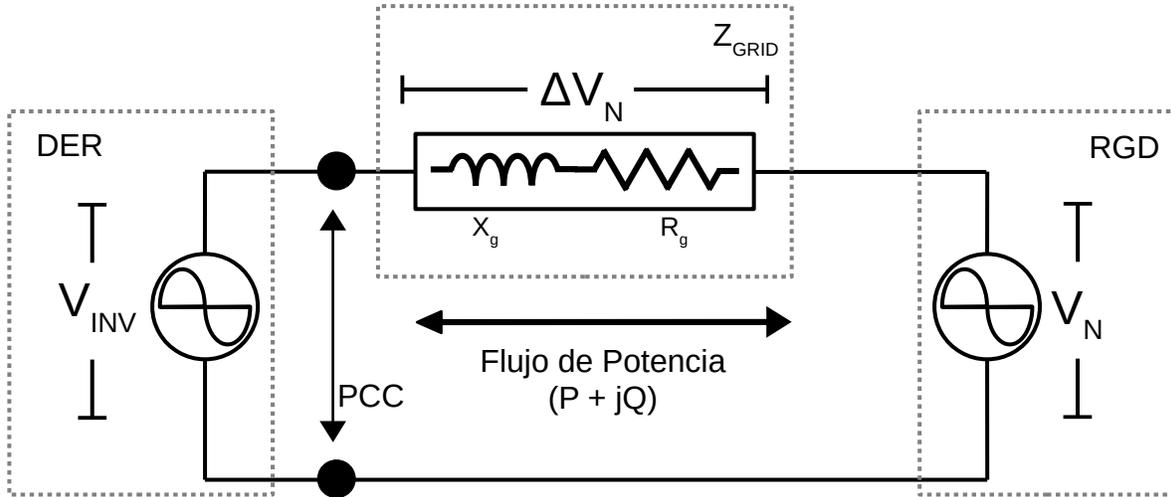


Figura 1.3: Dinámica de potencias y voltajes en el PCC.

Bajo este esquema, el V_{PCC} viene dado por:

$$V_{PCC} = \Delta V_N + V_N \quad (1.1)$$

En la que la variación de voltaje está dada por:

$$\Delta V_N = R_g \frac{P}{V_N} + X_g \frac{Q}{V_N} \quad (1.2)$$

Resultando la expresión del voltaje en el PCC como:

$$V_{PCC} = R_g \frac{P}{V_N} + X_g \frac{Q}{V_N} + V_N \quad (1.3)$$

En la Figura 1.3 se indica un flujo de potencia bidireccional, pero lo ideal es que solo la potencia reactiva pueda ser bidireccional, dependiendo de la necesidad de inyección o absorción de la misma por parte del DER. Sabemos que para que exista un flujo de potencia activa del DER hacia la

RGD, el voltaje generado por el DER debe ser superior al de la RGD y es de este modo que ocurre el fenómeno de sobrevoltaje cuando muchos DER intentan inyectar potencia activa al mismo tiempo.

Partiendo de la ecuación 1.2, se observa que la variación de voltaje tiene dos componentes, la primera es causada por la interacción de la potencia activa P con la parte resistiva de la impedancia de red R_g , y que finalmente resulta en:

$$\Delta V_N(\text{resistiva}) = R_g \frac{P}{V_N} = R_g I_P \quad (1.4)$$

Y que la segunda parte viene dada por la interacción de la potencia reactiva Q con la parte reactiva de la impedancia de red X_g :

$$\Delta V_N(\text{reactiva}) = X_g \frac{Q}{V_N} = X_g I_Q \quad (1.5)$$

Esto revela la influencia de una corriente real I_P y una corriente reactiva I_Q , presentes en la dinámica que ocurre en el PCC.

Dado que se trabaja en torno a un sistema de Corriente Alterna, la magnitud de la corriente reactiva I_Q está directamente relacionada con el ángulo de desfase (ϕ) que hay entre el voltaje y la corriente. Esto se traduce en que el inversor deberá tener la capacidad de desplazar la posición de la corriente que inyecta a la red con respecto al voltaje, ambos en el PCC, ya sea en adelante o en atraso (Figura 1.4).

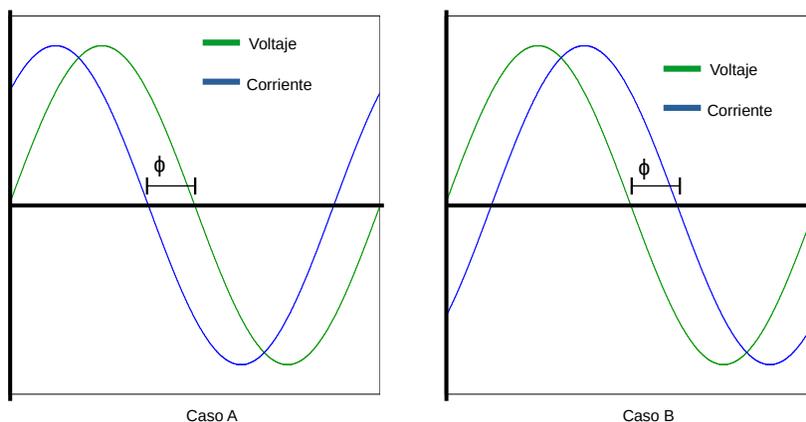


Figura 1.4: Ángulo de fase entre voltaje corriente. Caso a: Adelanto de fase. Caso b: atraso de fase.

La Figura 1.4 muestra dos casos de diferencia en el ángulo de fase entre el voltaje y la corriente. Cuando se trata de elementos reactivos como los capacitores y los inductores, la reactancia capacitiva es la que adelanta la fase de corriente en 90° con respecto al voltaje (Caso a), esto se traduce como un suministro de potencia reactiva; en el caso inverso, la reactancia inductiva funge como un consumo de potencia reactiva y provoca un retardo de la fase en 90° de la corriente con respecto al voltaje (Caso b).

Para el inversor de un DER, es posible manipular con precisión el ángulo de fase. Debe contar con un elemento que almacene potencia reactiva, en este caso, un capacitor; y en donde el inversor, en conjunto con su control, sea quien se encarga de administrar dicha potencia reactiva según se requiera.

En la Figura 1.5 se ilustra con mas claridad los desfases, y su influencia en la dirección del flujo de potencia activa y reactiva. En la misma Figura se divide el círculo en cuatro cuadrantes.

- En los Cuadrante I y IV, el flujo de potencia activa es del DER hacia la red, es decir, el DER funciona como fuente de potencia; la máxima inyección de potencia activa ocurre cuando el ángulo de fase es 0° (Caso 1), caso en el que el voltaje y la corriente están en fase y se observa la curva de potencia completamente sobre el eje 0.
- En los Cuadrantes II y III, el flujo de potencia activa es en dirección de la red hacia el DER, es decir, el DER funciona como carga; la máxima absorción ocurre cuando el ángulo de fase es 180° (Caso 5) cuando las fases del voltaje y corriente son totalmente opuestos, en este caso se observa la curva de potencia completamente por debajo del eje 0.
- En el caso de la corriente reactiva, la inyección ocurre en los Cuadrantes I y II y la máxima inyección ocurre cuando la corriente está adelantada en 90° con respecto al voltaje; en este caso el flujo de potencia reactiva es en dirección del DER hacia la carga.
- La absorción ocurre en los Cuadrantes III y IV y la máxima absorción ocurre cuando la corriente está retardada en -90° con respecto al voltaje; el flujo de potencia reactiva es en dirección de la carga hacia el DER.

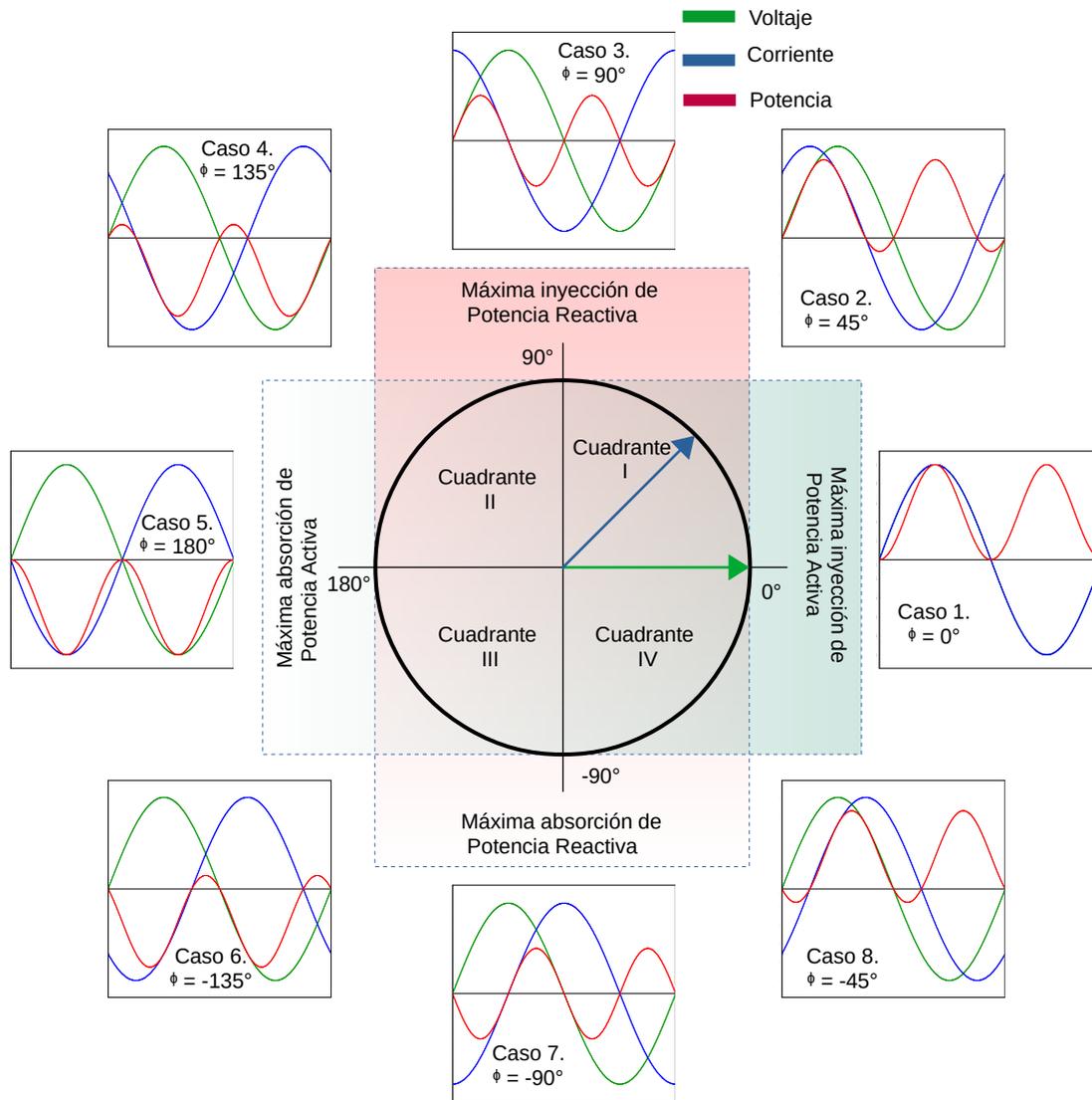


Figura 1.5: Potencia activa y reactiva del DER en función del ángulo de desfase de corriente respecto a voltaje.

1.5 Estado del Arte.

Para dar solución a la problemática presentada previamente, se hallaron diferentes esquemas y modos de administración de potencia reactiva para regulación de voltaje, los cuales se encuentran dentro de los esquemas especificados en las normativas para interconexión (1.2.2) y que fungen como soporte para el Servicio Auxiliar de regulación de voltaje, dichos esquemas encajan en funciones específicas con las que deben contar los Inversores Inteligentes y que ya fueron mencionadas en (1.3.3).

De entre los esquemas de administración de potencia reactiva para regulación de voltaje, dada la capacidad de comunicaciones, se pueden contar aquellos que son accionados por un operador de red mediante un control centralizado, estos esquemas requieren un bus de comunicación entre cada DER y

el control central, siendo este último quien recibe datos de mediciones y provee datos de configuraciones; este esquema es funcional en cuanto si el área en donde opera cuenta con este bus de comunicaciones.

En [17], se plantea un caso como se describe en el párrafo anterior, ahí se demuestra que los inversores fotovoltaicos con interfaces de comunicación realistas pueden recibir señales de control en tiempo real desde un agregador y ajustar su potencia reactiva para minimizar las desviaciones de voltaje. En [18], en cuyos casos de estudio se demuestra la eficacia del control Volt-Var, sus parámetros son optimizados a nivel centralizado y comunicados a los dispositivos capaces de administrar potencia reactiva en la red modelada.

Un segundo esquema, también requiere comunicaciones para coordinar a un grupo de DER cercanos o pertenecientes a la misma área; dicho esquema manejaría un control distribuido cooperativo, como es el caso de [19], en que se regula voltaje por medio de la administración de potencia reactiva usando un algoritmo de optimización en una micro-red autónoma conformada por DER cuya interfaz de potencia son inversores inteligentes. En [20], trabajo en el que se coordinan los inversores fotovoltaicos con capacidad de control Volt-Var pertenecientes a una red de distribución de bajo voltaje, la optimización también es externa a los inversores pero pertenecientes a un área cercana.

Y un tercer esquema es cuando los DER actúan de forma autónoma en lazo cerrado para contribuir a la regulación local en el PCC cuando el operador de red no cuenta con dicha infraestructura de comunicaciones. La eficacia de este esquema se evalúa por medio de simulaciones en tiempo real y se realizan análisis de estabilidad como es el caso de [21] y en [22], este último además demuestra la efectividad del algoritmo Volt-Var para la regulación de voltaje.

En cuanto a los modos de despacho de potencia reactiva, se reporta el uso de Factor de Potencia Fijo, Factor de Potencia Variable en función de la potencia activa, el control Volt-Var entre otros que incorporan algoritmos avanzados y adaptables.

A modo de comparación, en [23] se reporta que cuando el DER opera en modo de Factor de Potencia Unitaria y su generación es menor que la demanda del circuito, su aportación disminuye la energía activa que se transporta desde la subestación hasta la carga, disminuyendo las pérdidas y subiendo el perfil de voltaje a través del circuito. En el caso de que la generación sea mayor que la demanda del circuito, conforme aumenta la generación y el flujo de energía activa hacia la subestación, las pérdidas aumentan y el perfil de voltaje tiende a subir. El siguiente caso que aborda es cuando el DER opera en modo de Factor de Potencia Fijo adelantado de 0.95 para compensar la potencia reactiva que consumen las cargas conectadas a lo largo de la red; la potencia activa que genera disminuye en un 5% y se tiene una capacidad de potencia reactiva del 31% de la potencia aparente; el efecto que ocasiona este modo de operación es que disminuye la potencia activa y reactiva que se transporta desde la subestación hasta las cargas, lo que disminuye aún más las pérdidas y eleva más el perfil de voltaje que cuando se opera con factor de potencia unitario; sin embargo, cuando la cantidad de generación de los sistemas conectados a la red se aproxima al valor de la demanda, seguir operando con factor de potencia adelantado provoca altos voltajes en la red y un aumento de las pérdidas. Finalmente, en el modo de operación $Q = f(V)$ (potencia reactiva/voltaje), la generación o consumo de potencia reactiva se ajusta dentro del rango definido ($FP = +/- 0.95$) [7] para minimizar la desviación del voltaje en el punto de interconexión con relación al voltaje nominal de operación; este modo de operación minimiza la desviación del voltaje en el punto de interconexión con relación al voltaje nominal de

operación, disminuye las pérdidas y coadyuva a lograr una mejor condición operativa final ante transitorios.

Otro estudio [24] que además de los modos Factor de Potencia Fijo y Control Volt-Var, introduce un algoritmo de optimización llamado Control de Búsqueda de Extremos, concluye que los tres métodos fueron efectivos para reducir los voltajes en el circuito de distribución, pero cada uno incluía ventajas y desventajas. El control Factor de Potencia Fijo se basó en un algoritmo de control centralizado para emitir puntos de ajuste para cada DER, lo que requiere mucha computación y comunicaciones, pero produjo la mayor mejora de voltaje. La función Volt-Var es conveniente porque puede preprogramarse o actualizarse con poca frecuencia. El control Volt-Var no produjo una reducción tan significativa en el voltaje, pero fue altamente efectiva y rápida. Para el control de Búsqueda de Extremos menciona que requería una velocidad de comunicación significativa para los DER y, en algunas implementaciones, otros equipos de medición y que parece prometedor para alcanzar puntos de ajuste óptimos pero no menciona una mayor eficacia que los dos modos anteriores.

En general, se demuestra una mayor eficacia en cuanto a regulación de voltaje por medio de la administración de potencia reactiva por parte de modos de control como el Factor de Potencia Fijo o Variable cuando sus puntos de ajuste vienen de un Control Central, el cual monitorea los valores de la red a través de medidores y de los mismos DER. También se demuestra la eficacia del Control Volt-Var trabajando tanto en conjunto con un control central como en controles distribuidos e incluso de forma autónoma para regulación local del voltaje en el PCC.

De manera conclusiva, se enfocará al control Volt-Var, ya que se le atribuye una cierta eficacia para la regulación de voltaje, la cual, aunque inferior a los otros modos mencionados cuando operan accionados por un control central, pero siendo el único modo con la capacidad de operar de forma autónoma además de en conjunto con un control central. Dicha capacidad de autonomía se debe a que posee una característica de suministrar potencia reactiva dentro de ciertos rangos preestablecidos de variación de voltaje y sus puntos de operación pueden ser establecidos a partir de estudios de red. Tampoco presenta una amenaza a la estabilidad de la red ya que la potencia reactiva que maneja se encuentra limitada a valores establecidos por el operador de red.

1.6 Propuesta de Solución.

1.6.1 Propuesta general.

Por consigna, los DER buscarán inyectar la máxima cantidad de potencia activa a la red, dando como resultado altos valores de ΔV_N (resistiva), dependiendo del valor de la resistencia en el PCC. Para reducir este incremento, se deduce que es necesario restar una ΔV_N (reactiva) para aproximar lo más posible la ΔV_N a cero. Esto se logra absorbiendo potencia reactiva de la red, es decir, operando en el IV cuadrante, lo cual generará una corriente reactiva negativa que resultará en una ΔV_N (reactiva) igualmente negativa y que será eficaz dependiendo del valor de la reactancia restándose al V_N en el PCC.

Dado lo anterior, se propone el diseño de un inversor para un DER, que implemente la función Volt-Var como soporte al control de voltaje en el PCC, con capacidad de 1.1kVA, trifásico y acoplado a red por medio de un filtro para altas frecuencias.

En la Figura 1.6 se muestran las partes que componen la propuesta de solución con mas detalle:

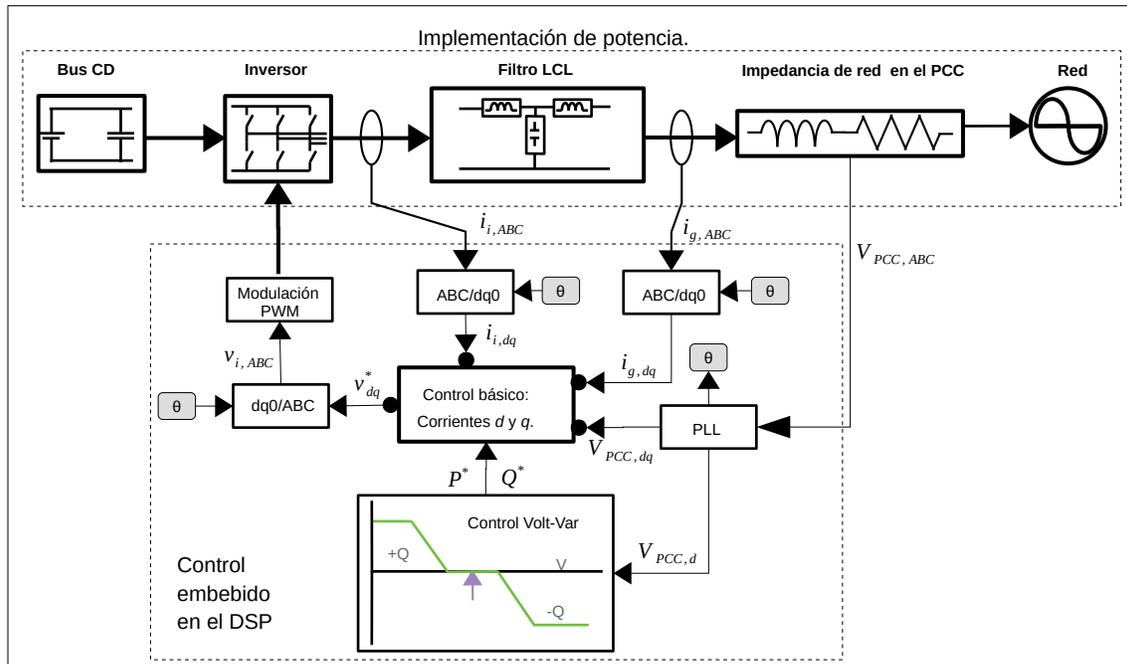


Figura 1.6: Propuesta de Solución.

En el diseño del inversor propuesto se contemplan siete partes principales (Figura 1.6):

1. El bus de CD, ya que este inversor está pensado para ser una interfaz de potencia entre la tecnología de generación y la RGD.
2. La etapa inversora, el arreglo de semiconductores de potencia.
3. El filtro de acoplamiento tipo LCL.
4. La etapa de control en la que serán implementadas las distintas etapas de procesamiento necesarias para generar los controles básicos y soportar el control Volt-Var.
5. La etapa de sensores, que será implementada en el prototipo.

Para la *etapa inversora*, dado que en éste trabajo de tesis no se está estudiando una topología inversora con prestaciones de bajo ruido ni de alta eficiencia, en este trabajo se usa un puente inversor de dos niveles, excluyendo el diseño de inversores con mejores prestaciones. En este sentido, para el inversor se usa el módulo integrado IRAM136-3063B-ND de Infineon Technologies en presentación encapsulada, el cual cuenta entre sus características mas notables un voltaje de operación de bus de CD de hasta 600V a 30A, pudiendo operar a una frecuencia de conmutación de 20kHz como máximo. En este trabajo de tesis específico, la etapa inversora operará con un voltaje de bus de CD de 450V a una frecuencia de conmutación de 10kHz. El tipo de modulación usada será la senoidal-PWM ya que en este trabajo se busca evaluar la eficacia del filtro LCL y principalmente el control Volt-Var.

En cuanto al *filtro de acoplamiento*, se elige el filtro LCL ya que normalmente los estándares y los códigos de red recomiendan el cumplimiento de las limitaciones armónicas que son muy estrictas

para las frecuencias por encima de un cierto umbral. Por lo tanto, se necesita una respuesta de filtro pasa baja y la solución preferida se convierte en el uso de filtros de alto orden como LCL, que proporcionan una atenuación de 60dB por década para el rizo de corriente de la frecuencia de conmutación (10kHz) y los armónicos de banda lateral. Este filtro se diseña para la capacidad del inversor y con la consigna de inyectar a la red menos del 1% del rizo de corriente de la etapa inversora. Dado que es un filtro de orden superior, presenta como inconveniente una frecuencia de resonancia que debe ser atenuada para mantener la estabilidad del control de corriente. Dicha atenuación se consigue aplicando la estrategia de amortiguamiento pasivo, la cual consistirá en colocar un resistor en serie con el capacitor del filtro para cada fase, cuyo valor será limitado para mantener un factor de amortiguamiento alrededor de 0.5 según se recomienda en la literatura revisada ya que de aumentar demasiado dicho factor, se perdería la ventaja de atenuación de altas frecuencias.

La *etapa de control* tendrá como objetivos básicos de control las dos componentes de corriente del filtro LCL. Las potencias activa y reactiva también son objetivos de control pero estas son proporcionales a las corrientes en d y q , respectivamente, del filtro LCL, por lo cual, al tener las consignas de potencias activa y reactiva, ya se tienen las consignas de corriente en d y q [25], . El objetivo principal de control es el voltaje en el PCC, el cual será controlado por el control Volt-Var. En la Figura 1.7 se muestra un esquema simplificado del esquema de control.

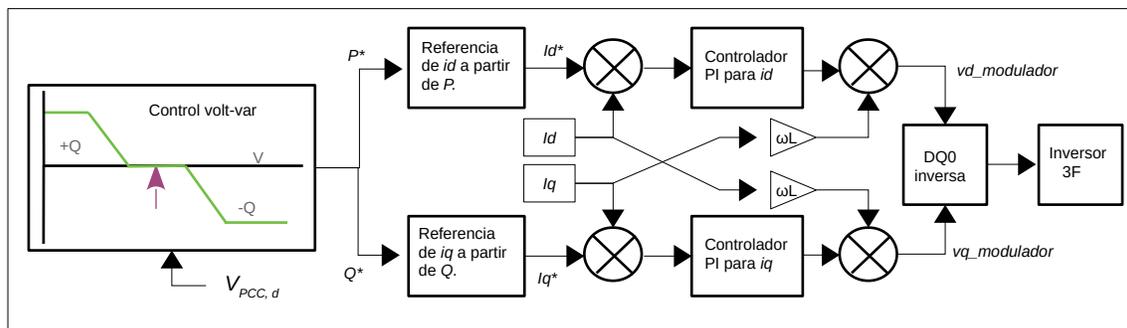


Figura 1.7: Esquema simplificado del control Volt-Var y el Control Básico del Inversor.

Otras etapas como el *bus de CD* y la *emulación de la RGD* serán implementadas con equipo disponible en el laboratorio de electrónica del Cenidet.

1.6.2 Objetivos

1.6.2.1 Objetivo General.

Diseñar un inversor para aplicaciones de generación distribuida, capaz de proveer soporte de regulación de tensión en el punto de conexión común con la red eléctrica, mediante un esquema de control tipo Volt-Var como mecanismo de manejo de la potencia reactiva.

1.6.2.2 Objetivos específicos.

- Diseñar un inversor con capacidad para administrar potencia reactiva a la red.
- Diseñar un filtro de acoplamiento a la red para inyectar corriente con niveles de contenido armónico suficientemente bajos según la norma de interconexión que aplique.
- Diseñar el control básico del inversor: control de potencias activa y reactiva, mediante lazos internos de control de corriente.
- Diseñar un algoritmo de control Volt-Var, ajustable en función de la impedancia de red, como parte de la función auxiliar del inversor para la regulación de voltaje en el PCC.
- Implementar el inversor, el filtro y los controladores correspondientes, así como los escenarios de prueba a los que se someterá el inversor.
- Realizar las pruebas para determinar la eficacia del inversor del control Volt-Var.

1.6.3 Alcances y Limitaciones

El caso de estudio es el de un inversor trifásico con capacidad de 1.1 kVA. Como se mencionó en la propuesta de solución (Sección 1.7), este inversor está conformado por: la etapa de potencia, el filtro LCL, diferentes impedancias de red y la red eléctrica como tal, así como el control básico y el control volt-var. Todos estos sub-sistemas son diseñados y probados de manera integrada a nivel simulación mediante el software PSIM.

En cuanto a la etapa experimental, el sistema de prueba es básicamente el mismo que el implementado en el contexto de simulación; es decir, se construyen y/o integran todas las partes generales que conforman al inversor. Sin embargo, se resalta que el inversor, estrictamente hablando, no se interconectará a la red. Las condiciones para las pruebas experimentales se describen a detalle en el Capítulo 4; en donde, se resume que el fenómeno de variación de voltaje se hace mediante la manipulación de un autotransformador variable interconectado a la red, y del cual solo se sensa la magnitud del voltaje, mismo que se comunica al control Volt-Var del inversor, para que éste haga los ajustes correspondientes en Q y P.

Dada la capacidad de potencia con la que contará el inversor, se requiere emular impedancias de red del orden de 0.5Ω tanto resistivos como reactivos para obtener variaciones de voltaje de 3% del voltaje de red en el peor de los casos para la parte resistiva.

Se plantean tres escenarios de prueba, cada uno con un valor emulado de resistencia de red diferente pero los tres con el mismo valor de reactancia a 60Hz de 0.5Ω (1.3mH) en el PCC. Los escenarios de prueba serán cuantificados con la Relación de Reactancia sobre Resistencia (X/RR). Los valores emulados serán:

- Escenario 1. X/RR = 4: Reactancia = 0.5Ω , resistencia: 0.125Ω .
- Escenario 2. X/RR = 2: Reactancia = 0.5Ω , resistencia: 0.25Ω .
- Escenario 3. X/RR = 1: Reactancia = 0.5Ω , resistencia: 0.5Ω .

Como se vio en 1.2.2, la norma IEEE-1547 limita la capacidad de potencia reactiva del inversor a los valores dados en la Tabla 1.2 pero ya que el FP de potencia que se permite para los DER en México es de 0.95 en adelanto o en atraso, este inversor propuesto con una capacidad de 1.1kVA tendrá 1kW como potencia activa máxima y 328VAr (29% de la potencia aparente) como potencia reactiva máxima, ya sea en inyección o en absorción con el fin de mantener dicho valor del FP.

Finalmente, se resalta que la tesis se enfoca hacia la valoración de la eficacia del control de potencia reactiva y su relación con el voltaje de red en el PCC, por lo que también se excluye un análisis exhaustivo de los tópicos de control y estabilidad del filtro de acoplamiento.

En una primera etapa, se diseñará a nivel simulación y en una siguiente etapa se construirá un inversor para un DER, con capacidad de 1kVA. Incluirá un filtro de acoplamiento a red tipo LCL y soportará el servicio auxiliar de control de potencia reactiva para mantener la estabilidad en voltaje red en el punto de conexión común.

- Se implementará un puente inversor trifásico de dos niveles y se excluye el ahondamiento en el diseño del un puente inversor con mejores prestaciones.
- En la etapa de pruebas de validación, dada la relativamente baja potencia del sistema inversor, se realizarán en tres escenarios de impedancia de red con valores proporcionales.
- El enfoque de ésta tesis es hacia la eficacia del control de potencia reactiva y su relación con el voltaje de red en el PCC, por lo que también se excluye un análisis exhaustivo de los tópicos de control y estabilidad del filtro de acoplamiento.

2 Dimensionamiento y Modelado de Subsistemas del Inversor.

2.1 Dimensionamiento del Inversor

Como se mencionó en la propuesta de solución, el inversor se diseñará para las siguientes capacidades:

Potencia aparente (S): 1100VA.

Potencia activa (P): 1000W.

Potencia reactiva (Q): 328var.

Voltaje nominal: 220V_{ff}.

Factor de potencia (FP): +/- 0.95.

Datos con los cuales se partirá para dimensionar el inversor desde la etapa del bus de CD y finalmente el filtro LCL.

2.1.1 Selección del voltaje y capacitor del bus de CD.

En diversos ejemplos encontrados en la literatura, el voltaje del capacitor de enlace es proporcionado por el autor; sin embargo, cuando se desea establecer un valor de voltaje de acuerdo con una necesidad práctica en particular, se deben de tomar en cuenta algunas consideraciones para tal fin.

De acuerdo con [26], el valor del voltaje del capacitor se debe establecer en un nivel más elevado que la amplitud pico del voltaje de red de línea a línea; lo anterior con la finalidad de evitar daños en el capacitor.

Los valores del voltaje del capacitor de enlace que típicamente se encuentran en la literatura tienen una relación de 1.2 hasta 1.6 veces del voltaje pico de línea a línea de la red eléctrica.

Tomando en consideración que el voltaje de fase de la red eléctrica es de 220V_{rms}, el voltaje del bus de CD se estableció como se muestra a continuación:

$$V_{CD} = 1.45\sqrt{2} V_{ff} \quad (2.1)$$

Por lo tanto

$$V_{CD} = 1.45\cdot\sqrt{2}\cdot(220) = 451.134 V \approx 450 V \quad (2.2)$$

El inversor manejará un flujo de potencia reactiva bidireccional y operará en un ancho de banda de control muy amplio. Por esta razón es muy importante dimensionar adecuadamente el valor del capacitor del bus de CD, ya que de no hacerlo, el control del inversor puede verse afectado significativamente.

El valor del capacitor puede determinarse con la siguiente fórmula:

$$C \geq \frac{T_{sw} P_n}{\Delta V_{CD} V_{CD}} \left(1 - \frac{V_{pk}}{V_{CD}}\right) \quad (2.3)$$

En donde:

$T_{sw} = (10 \text{ KHz})^{-1}$	período de conmutación de los IGBT.
$P_N = 1.1 \text{ kW}$	potencia manejada por el convertidor.
$\Delta V_{CD} = 0.08 \text{ V}$	rizo de voltaje deseado.
$V_{CD} = 450 \text{ V}$	voltaje del enlace de cd.
$V_{pk} = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ V}$	voltaje pico de línea a línea.

En (2.4) se obtiene el valor mínimo para el capacitor del bus de CD, se calcula sustituyendo los parámetros en (2.3).

$$C \geq \frac{10 \text{ kHz}^{-1} \cdot 1100 \text{ VA}}{0.08 \text{ V} \cdot 450 \text{ V}} \cdot \left(1 - \frac{220 \cdot \sqrt{2} \text{ V}}{450 \text{ V}}\right) = 0.000945 \text{ F} \quad (2.4)$$

$$C \geq 945 \mu\text{F}$$

Para lo cual se elige una capacitancia de $1000 \mu\text{F}$.

2.2 Diseño del Filtro LCL

A continuación, se detalla el procedimiento convencional para el diseño del filtro LCL tomado de la literatura [27], [28] y [29]. Se trata de un procedimiento iterativo en el que se vigila el valor de la frecuencia de resonancia principalmente y se repiten ciertos pasos en caso de obtener valores por fuera de las restricciones que se proporcionan en cada paso. La restricción para la frecuencia de resonancia consiste en mantenerla en un valor que esté dentro del rango de diez veces la frecuencia de red y la mitad de la frecuencia de conmutación, la razón es la siguiente: el sistema en lazo cerrado debe tener un margen de fase adecuado para que los controladores PI de corriente funcionen correctamente y la resonancia debe estar lejos de la frecuencia de conmutación para maximizar la atenuación de armónicas de alto orden. Además, el factor de amortiguamiento de lazo cerrado se prueba al final para no excitar la resonancia durante los cambios de paso.

El diseño convencional del filtro LCL se presenta con un procedimiento paso a paso en la Figura 2.1. Las variables de entrada del algoritmo son:

- Potencia nominal del inversor conectado a la red (S_n o P_n).
- Frecuencia de red (f_g).
- Voltaje de red (V_g).
- Voltaje del bus de CD de la fuente de energía (V_{CD}).
- Factor de Potencia requerido en el PCC (determina el límite de la capacidad del filtro).

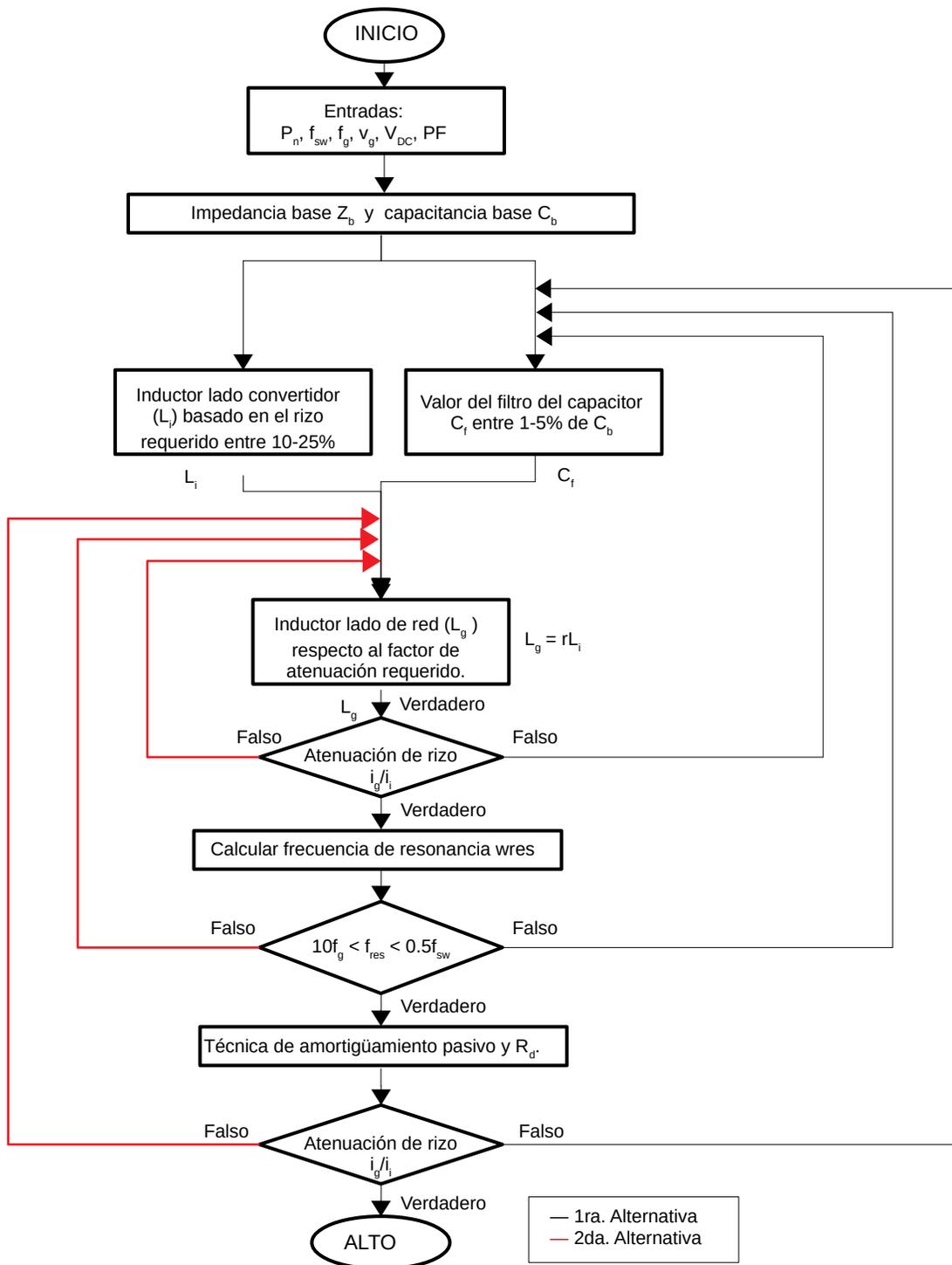


Figura 2.1: Procedimiento convencional para calcular el filtro LCL.

Paso 1: Calcular la impedancia base Z_b y la capacitancia base C_b mediante (2.5) y (2.6) para representar los componentes del filtro como porcentajes de los valores base, es decir, en valores por unidad.

$$Z_b = \frac{V_g^2}{S_n} \quad (2.5)$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \omega_g} \quad (2.6)$$

donde $\omega_g = 2\pi f_g$.

Paso-2a: Se le asigna un valor de absorción de potencia reactiva (x) a la capacitancia del filtro C_f . Esto se determina con respecto al nivel de potencia y el FP objetivo. C_f generalmente se limita dentro del rango de 1 a 5% de C_b para entregar un FP dentro de 0.95-1:

$$\begin{aligned} C_f &= x C_b \\ 0.01 &\leq x \leq 0.05 \end{aligned} \quad (2.7)$$

Además de la desviación del FP, una x mayor a 5% conduce a un mayor flujo de potencia reactiva en el capacitor del filtro y provoca mayores demandas de corriente del bus de CD. A cambio, se producirán mayores pérdidas de filtro y semiconductores.

Paso-2b: Para limitar el estrés en los semiconductores es necesario que el rizo de corriente pico a pico del lado del inversor (Δi_{max}), en el peor caso se mantenga entre 10-25% de la corriente de carga nominal máxima (\hat{I}_r). El rizo de corriente requerida en el lado del inversor se puede determinar utilizando (2.8).

$$L_i = \frac{V_{CD}}{12 f_{sw} \hat{I}_r \Delta i_{max}} \quad (2.8)$$

donde $\Delta i_{max} = [0.1, 0.25]$, e

$$\hat{I}_r = \frac{\sqrt{2} S_n}{\sqrt{3} V_g} \quad (2.9)$$

Paso 3: La inductancia del lado de red (L_g) se define proporcional a la inductancia del lado del inversor (L_i) como se muestra en (2.10). Por lo general r se selecciona como $r = 1$ para maximizar el ancho de atenuación y minimizar el tamaño del filtro.

$$L_g = r L_i \quad (2.10)$$

Paso 4: La inyección de rizo de corriente (armónicos de alta frecuencia) del lado del inversor al lado de red se calcula despreciando las pérdidas y la amortiguación del filtro mediante (2.11). De acuerdo con

las restricciones regidas por los códigos de red correspondientes, generalmente se apunta a un mínimo del 80% de la atenuación del rizo de corriente del lado del inversor (máximo 20% de inyección de rizo).

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i_i(h_{sw})} = \frac{1}{|1+r(1-Li C_b \omega_{sw}^2 x)|} \quad (2.11)$$

donde ω_{sw} es la frecuencia de conmutación en rad/s. Si la r elegida no puede cumplir con la atenuación de rizo deseada, se debe cambiar de valor o se debe seleccionar otro valor para la potencia reactiva absorbida (x). En general, en lugar de sustituir el valor de r en (2.10), la reducción de rizo de corriente se grafica variando r y su valor se elige según la cantidad de atenuación de rizo deseada como se muestra en la Figura 2.2. De esta forma se eliminan las iteraciones para obtener el valor final de r y ahorrar tiempo.

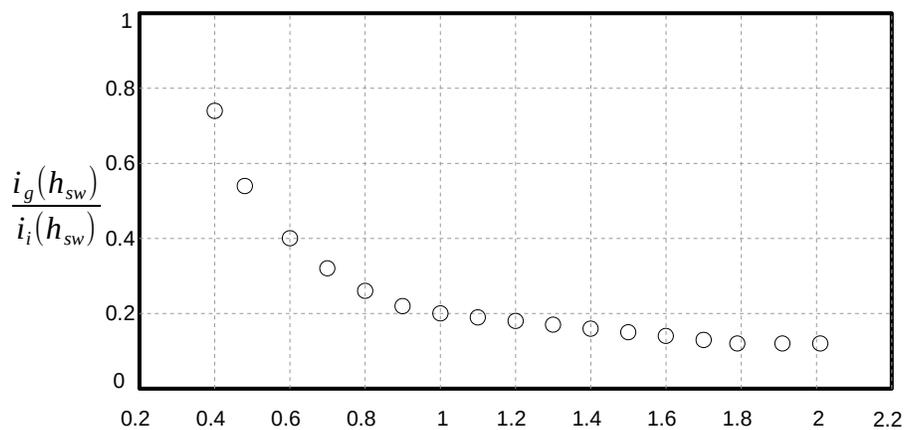


Figura 2.2: Gráfica de r contra factor de atenuación de rizo.

Paso 5: La frecuencia de resonancia se calcula utilizando (2.12).

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i L_g C_f}} \quad (2.12)$$

Como se mencionó al principio, la frecuencia de resonancia debe estar entre diez veces la frecuencia de la red y la mitad de la frecuencia de conmutación para eliminar la interfaz entre la atenuación armónica y el amortiguamiento de la resonancia. Si no se cumple la condición, se retrocede al paso 2 para cambiar el porcentaje de potencia reactiva absorbida (cambiar x) o cambiar el valor r obtenido en el paso 3. Se debe tener en cuenta que r generalmente se selecciona como unidad, particularmente para las aplicaciones que requieren un tamaño de filtro mínimo. Por esta razón, cambiar el valor de r no debe ser la primera opción para cumplir con los requisitos; en cambio, la cantidad de absorción de potencia reactiva debe cambiarse en primer lugar. Esta opción de prioridad se resalta con las flechas rojas en la Figura 2.1.

Paso 6: Se debe lograr una amortiguación suficiente con el amortiguamiento pasivo para proporcionar una impedancia distinta de cero en la rama del condensador para limitar el pico de resonancia. El ajuste de este tipo de amortiguamiento es un compromiso entre minimizar las pérdidas indeseables y lograr una amortiguación suficiente de los polos de resonancia. Existen otras configuraciones de amortiguamiento pasivo en las que el resistor se coloca en serie o paralelo con los componentes del filtro pero esta configuración (en serie con el capacitor) es la que produce menores pérdidas.

El valor de las resistencias de amortiguamiento críticas generalmente se establece en un tercio de la impedancia de la rama del condensador del filtro a la frecuencia resonante. Por lo tanto, la fórmula que se muestra en (2.13) determina el valor mínimo de la resistencia de amortiguación R_d que pone al sistema inestable al borde de la estabilidad. Aunque el valor óptimo del factor de amortiguamiento ζ es 0.707 para una amortiguación adecuada, se recomienda limitar ζ alrededor de 0.5 para minimizar las pérdidas de amortiguación. En caso de que se requiera un factor de amortiguación específico ζ , se puede usar la ecuación (2.14) para determinar el valor de resistencia requerido R_d .

$$R_d \geq \frac{1}{3 \omega_{res} C_f} \quad (2.13)$$

$$\zeta = \frac{C_f \omega_{res} R_d}{2} \quad (2.14)$$

Después de lograr la amortiguamiento, la atenuación del filtro se verifica nuevamente. Si la atenuación no es suficiente, se puede volver al paso 3 del algoritmo para cambiar el valor r . Sin embargo, aumentar r más allá de la unidad no mejora significativamente el rendimiento de atenuación sino que aumenta considerablemente el tamaño del filtro. Por lo tanto, el algoritmo debe volver al paso 2 y se debe seleccionar un valor más alto de absorción de potencia reactiva.

Paso 7: Verifique el rendimiento del filtro variando las condiciones de carga y frecuencias de conmutación.

Como nota final al diseño, el rizo de corriente final del filtro LCL se obtiene con:

$$Rizo_{total} = \frac{i_g(h_{sw})}{i_i(h_{sw})} \Delta i_{max} \quad (2.15)$$

2.2.1 Cálculo del filtro LCL.

En este ejemplo se calcularán los valores del filtro LCL.

Paso 1.- Cálculo de la impedancia y la capacitancia base.

$$Z_b = \frac{V_g^2}{S_n} = \frac{220^2}{1100} = 44 \Omega \quad (2.16)$$

$$\omega_g = 2\pi 60\text{Hz} = 376.991\text{rad/s}$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \omega_g} = \frac{1}{44\Omega \cdot 376.991\text{rad/s}} = 60.28\mu F \quad (2.17)$$

Paso 2a.- Definir la absorción de potencia reactiva ajustando el valor de Cf.

$$C_f = xC_b = 0.05 \cdot C_b = 3.01\mu F \quad (2.18)$$

Paso 2b.- Definir la inductancia del lado del inversor para limitar el máximo rizo de corriente.

La corriente de carga nominal máxima viene dada por:

$$\hat{I}_r = \sqrt{2} \frac{S_n}{\sqrt{3}V_g} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1100}{\sqrt{3} \cdot 220} = 4.1\text{A} \quad (2.19)$$

Por lo tanto,

$$L_i = \frac{V_{CD}}{12f_{sw} \hat{I}_r \Delta i_{max}} = \frac{450}{12 \cdot 10\text{kHz} \cdot 4.1\text{A} \cdot 0.1} = 9.2\text{mH} \quad (2.20)$$

Paso 3.- Definir la inductancia del lado de red, proporcional a la inductancia del lado del convertidor.

$$L_g = rL_i = 0.83 \cdot 0.0092 = 7.7\text{mH} \quad (2.21)$$

Paso 4.- Calcular el porcentaje de inyección de rizo de corriente del lado del inversor al lado de red. Como máximo 20%. Recalcular Cf o Lg si se excede este valor.

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i_c(h_{sw})} = \frac{1}{|1+r(1-L_i C_b \omega_{sw}^2 x)|} = \frac{1}{|1+0.83(1-0.0092 \cdot 0.000003 \cdot 62831.8^2 \cdot 0.05)|} = 1.1\% \quad (2.22)$$

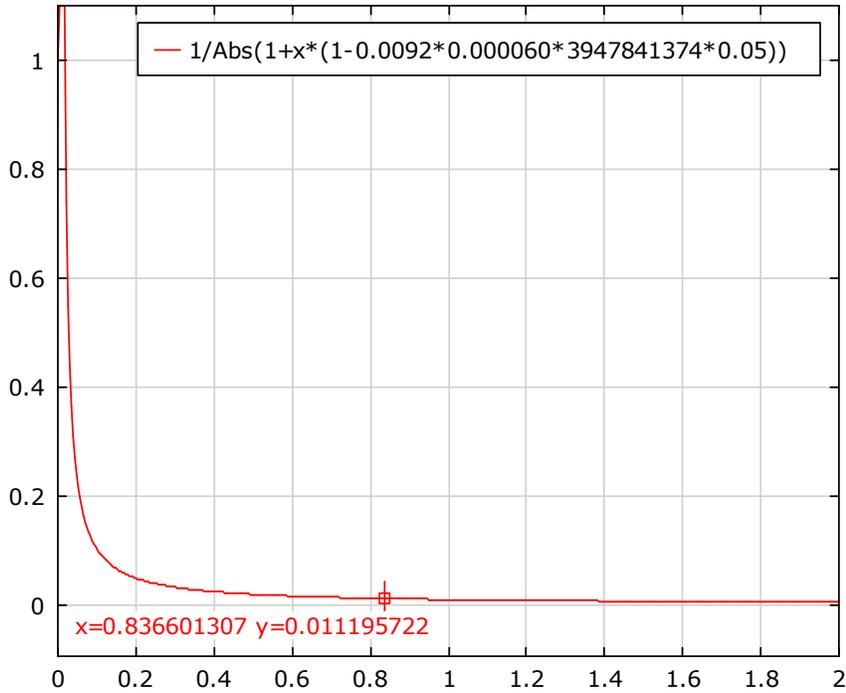


Figura 2.3: Gráfica porcentaje de inyección de rizo de corriente (eje y) contra factor r (eje x).

En los cálculos previos ya se llevó a cabo el proceso iterativo de ajuste de r, partiendo de valores de r=1, hasta el valor usado de r=0.83. Solo para fines de ilustración, en la Figura 2.3 se muestra la variación del porcentaje de inyección de rizo de corriente con respecto al valor de r; en donde se nota que no hay mucha variación de atenuación entre un valor de r=1 y el valor usado de r=0.83.

Paso 5.- Cálculo de la frecuencia de resonancia. Recalcular C_f o L_g si se exceden el límite inferior o superior.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i L_g C_f}} = \sqrt{\frac{0.0092 + 0.0077}{0.0092 \cdot 0.0077 \cdot 0.000003}} = 8894.52 \text{ rad/s} \quad (2.23)$$

$$f_{res} = 1.4 \text{ kHz}$$

Frecuencia que se halla dentro del rango establecido:

$$600 \text{ Hz} \leq 1.4 \text{ kHz} \leq 5 \text{ kHz} \quad (2.24)$$

Paso 6.- Alcanzar suficiente amortiguamiento para limitar el pico de resonancia. Para lo cual se calcula la R_d mínima:

$$R_d \geq \frac{1}{3 \omega_{res} C_f} = \frac{1}{3 \cdot 8894.52 \text{ rad/s} \cdot 0.000003 \text{ F}} = 12.43 \Omega \quad (2.25)$$

Deseando una amortiguamiento de 0.6 se calcula:

$$R_d = \frac{2 \zeta}{C_f \omega_{res}} = \frac{2 \cdot 0.6}{0.000003 \text{ F} \cdot 8894.52 \text{ rad/s}} = 44.7 \Omega \quad (2.26)$$

Valor que está muy por encima de (2.25), lo cual lo hace un valor adecuado.

Paso 7.- Y como paso final, verificar el desempeño del filtro, lo cual podría llevar a nuevas iteraciones en caso de no satisfacer lo esperado. Para llevar a cabo este paso, en una primera etapa, se verificará el desempeño del filtro LCL bajo el entorno de simulación PSIM® como se muestra en la Figura 2.4.

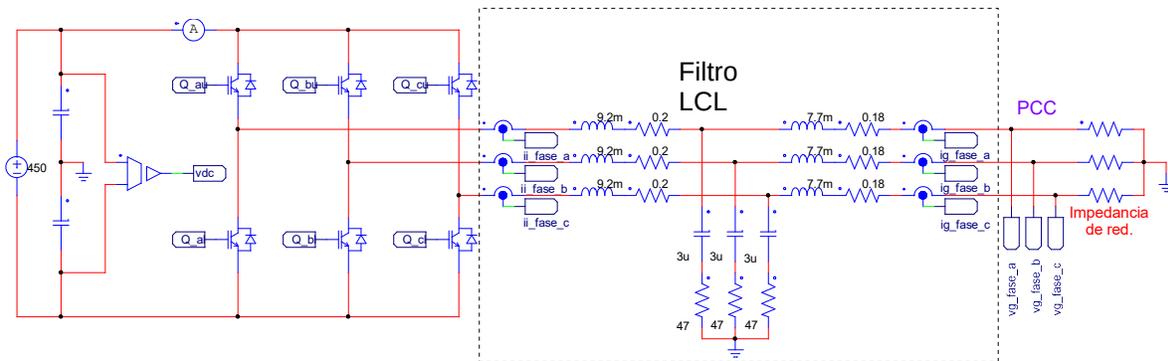


Figura 2.4: Esquema del filtro LCL para verificación bajo simulación.

Para el cálculo realizado en este ejercicio, se espera que el filtro tenga un rizo total de:

$$Rizo_{total} = \frac{i_g(h_{sw})}{i_i(h_{sw})} \Delta i_{max} = 0.11 \cdot 0.1 = 0.0011 \text{ de } \hat{I}_r \quad (2.27)$$

Esto significa que el rizo total debe ser de 0.1% del valor de la corriente de carga nominal \hat{I}_r . Atenuación que resulta conveniente para la componente de corriente de 10kHz.

En la Figura 2.5 se presentan las formas de onda de corriente en los inductores y el capacitor del filtro LCL, con una simple inspección visual es posible observar que gran parte del rizo de corriente a la frecuencia de conmutación presente en el inductor del lado del inversor es absorbida por el capacitor mientras que la onda de corriente en el inductor del lado de red se observa una onda con menos contenido de rizo de corriente.

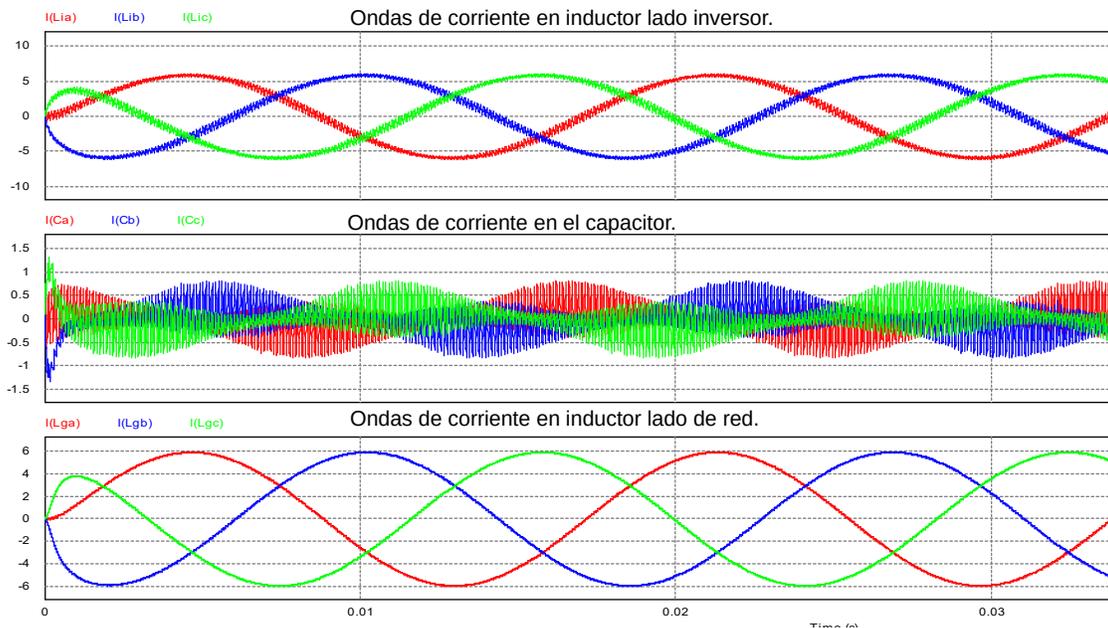


Figura 2.5: Formas de onda de corriente en los componentes del filtro LCL.

En la Figura 2.6 se observa el contenido armónico presente en las ondas de la Figura 2.5.

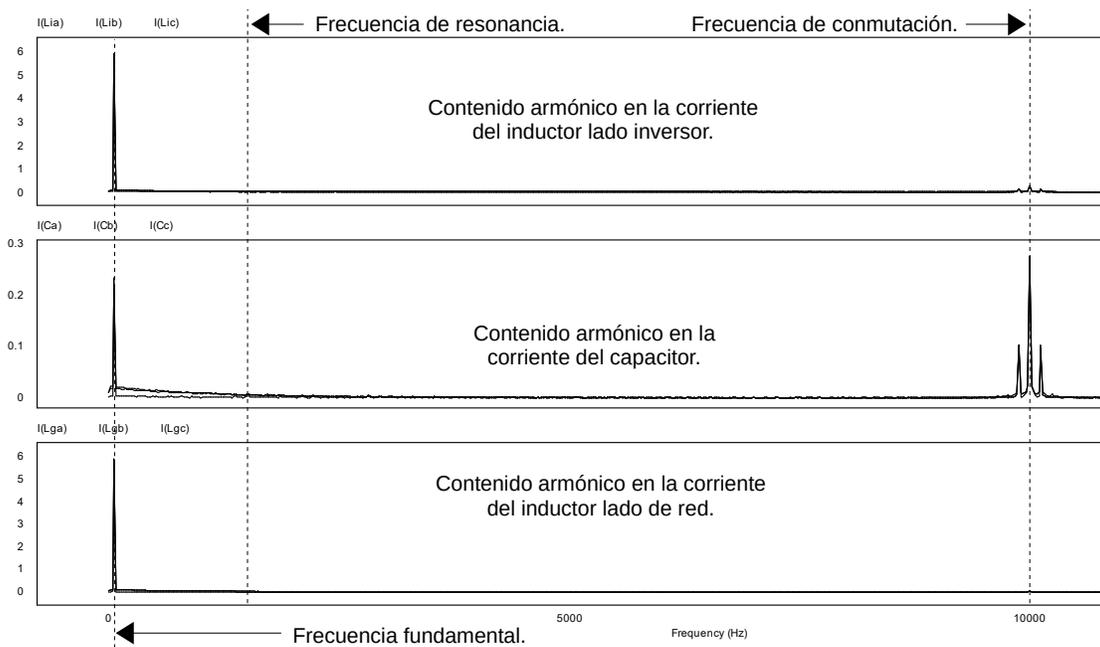


Figura 2.6: Contenido armónico en las ondas de corriente en los elementos del filtro LCL.

De esta misma gráfica se analiza que:

El porcentaje de la corriente fundamental en el capacitor es

$$\%i_{f_{60}} = \frac{i_{Cf}(f_1)}{i_{Li}(f_1)} \cdot 100 = \frac{0.21 A}{5.85 A} \cdot 100 = 3.5\% \quad (2.28)$$

Se requiere que el porcentaje de la onda fundamental en la corriente del capacitor sea menor al 1%. Según los valores obtenidos en la simulación se tiene 3.5% de presencia de la fundamental en el capacitor. Esto se debe al alto valor de la resistencia de amortiguación, la cual, como efecto secundario provoca una disminución en la atenuación de altas frecuencias y una mayor pérdida de potencia, absorbiendo mayor corriente fundamental.

El porcentaje del rizo de corriente a la frecuencia de conmutación en el inductor lado inversor presente en el inductor lado de red.

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i_i(h_{sw})} = \frac{0.0268 A}{0.275 A} \cdot 100 = 9.7\% \quad (2.29)$$

Y finalmente, el porcentaje total de rizo de corriente a la frecuencia de conmutación que permite pasar el filtro del inversor a la red.

$$Rizo_{total} = \frac{i_g(h_{sw})}{i_i(h_{sw})} \cdot \Delta i_{max} = 9.7 \cdot 0.1 = 0.0097 \text{ de } \hat{I}_r \quad (2.30)$$

Esto significa que el rizo total es de 0.97% del valor de la corriente de carga nominal \hat{I}_r ; lo cual es nueve veces mayor a lo obtenido en el cálculo. Sin embargo, el valor obtenido se encuentra muy por debajo de lo normado.

2.3 Modelo del filtro LCL

2.3.1 Modelo matemático y funciones de transferencia del filtro LCL.

El Filtro LCL es un sistema que contiene tres elementos reactivos, por lo cual conviene realizar un análisis de su dinámica por medio de las funciones de transferencia pertinentes como un paso previo al diseño de sus controles. Para ésto, se analizará el siguiente circuito (Figura 2.7), el cual, representa al filtro LCL para una fase.

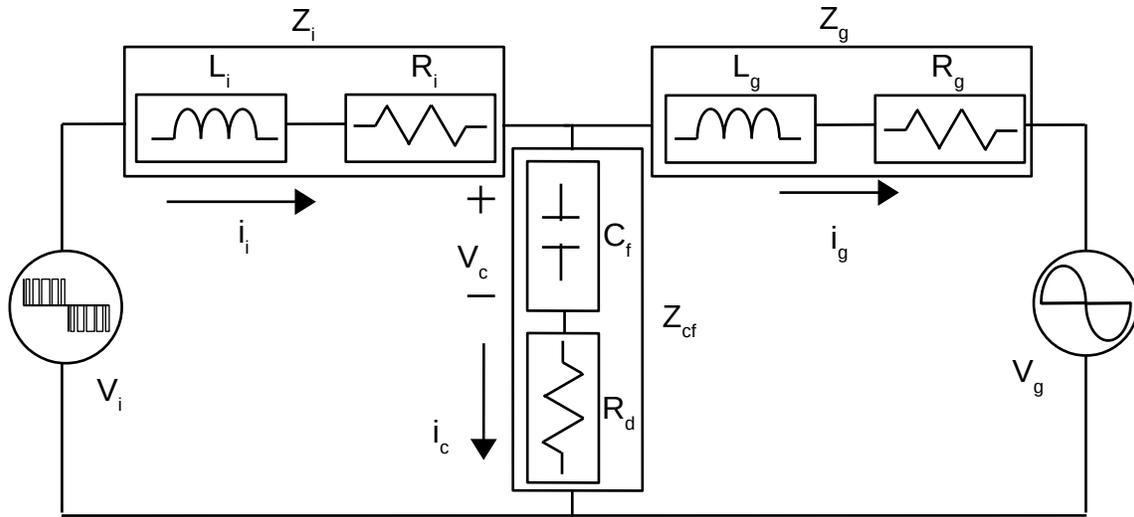


Figura 2.7: Impedancias del filtro LCL para una fase.

Para obtener la función de transferencia del filtro LCL se procede a hallar la relación i_g/V_i , dado que la variable controlada será la corriente i_g y la acción de control será sobre el voltaje en terminales del inversor V_i . El análisis se realiza en una fase del circuito

Se procede al siguiente desarrollo matemático basado en las ecuaciones de corrientes y voltajes para el circuito de la Figura 2.7 para obtener la expresión para la corriente i_g . A partir de:

$$i_i - i_c - i_g = 0 \quad (2.31)$$

$$V_i - V_{Z_i} - V_{Z_{cf}} = 0 \quad (2.32)$$

$$V_g - V_{Z_g} - V_{Z_{cf}} = 0 \quad (2.33)$$

Se obtiene:

$$i_g = V_i \left(\frac{Z_{cf}}{Z_i Z_{cf} + Z_g Z_{cf} + Z_g Z_i} \right) - V_g \left(\frac{Z_{cf} + Z_i}{Z_i Z_{cf} + Z_g Z_{cf} + Z_g Z_i} \right) \quad (2.34)$$

$$i_g = i_{g1} - i_{g2} \quad (2.35)$$

Dado que la corriente i_g depende de dos voltajes, se divide en corriente i_{g1} e i_{g2} , dependientes de V_i y V_g respectivamente y como estamos buscando la relación entre i_g y el voltaje del inversor (V_i), se toma de ahora en adelante a la corriente i_{g1} como la corriente i_g ; quedando la relación i_g/V_i como sigue:

$$\frac{i_g}{V_i} = \frac{Z_{cf}}{Z_i Z_{cf} + Z_g Z_{cf}} \quad (2.36)$$

Tomando en cuenta las resistencias parásitas serie para las impedancias en el dominio de Laplace, se tiene que:

$$Z_i = L_i s + R_i; \quad Z_g = L_g s + R_g; \quad Z_{cf} = \frac{R_d C_f s + 1}{C_f s} \quad (2.37)$$

Para simplificar el proceso matemático se procede primero a determinar los factores del denominador del segundo miembro de la ecuación (2.36):

$$Z_i Z_{cf} = \frac{(L_i R_d C_f) s^2 + (L_i + R_i R_d C_f) s + R_i}{C_f s} \quad (2.38)$$

$$Z_i Z_g = (L_i L_g) s^2 + (R_g L_i + R_i L_g) s + R_i R_g \quad (2.39)$$

$$Z_g Z_{cf} = \frac{(L_g R_d C_f) s^2 + (L_g + R_g R_d C_f) s + R_g}{C_f s} \quad (2.40)$$

Obtenidos los factores, se desarrolla la expresión del denominador como sigue:

$$\frac{Z_i Z_{cf} + Z_i Z_g + Z_g Z_{cf}}{C_f s} = \frac{(L_i L_g C_f) s^3 + (R_d L_i + R_d L_g + R_g L_i + R_i L_g) C_f s^2 + [L_i + L_g + (R_i R_d + R_g R_d + R_i R_g) C_f] s + R_g + R_i}{C_f s} \quad (2.41)$$

Y finalmente queda desarrollada la expresión completa para el segundo miembro de la ecuación (2.36).

$$\frac{\frac{Z_{cf}}{Z_i Z_{cf} + Z_i Z_g + Z_g Z_{cf}}}{\frac{R_d C_f s + 1}{C_f s}} = \frac{R_d C_f s + 1}{(L_i L_g C_f) s^3 + (R_d L_i + R_d L_g + R_g L_i + R_i L_g) C_f s^2 + [L_i + L_g + (R_i R_d + R_g R_d + R_i R_g) C_f] s + R_g + R_i} \quad (2.42)$$

Obteniendo así la función de transferencia del filtro LCL:

$$\frac{i_g}{V_i} = G_{i_{LCL}} = \frac{R_d C_f s + 1}{(L_i L_g C_f) s^3 + (R_d L_i + R_d L_g + R_g L_i + R_i L_g) C_f s^2 + [L_i + L_g + (R_i R_d + R_g R_d + R_i R_g) C_f] s + R_g + R_i} \quad (2.43)$$

El análisis en frecuencia de la FT resulta para los valores obtenidos:

$$\begin{aligned} L_i &= 9.2\text{mH}; & R_i &= 0.17\Omega \\ L_g &= 7.7\text{mH}; & R_g &= 0.2\Omega \\ C_f &= 0.3\mu\text{F}; & R_d &= 47\Omega \end{aligned}$$

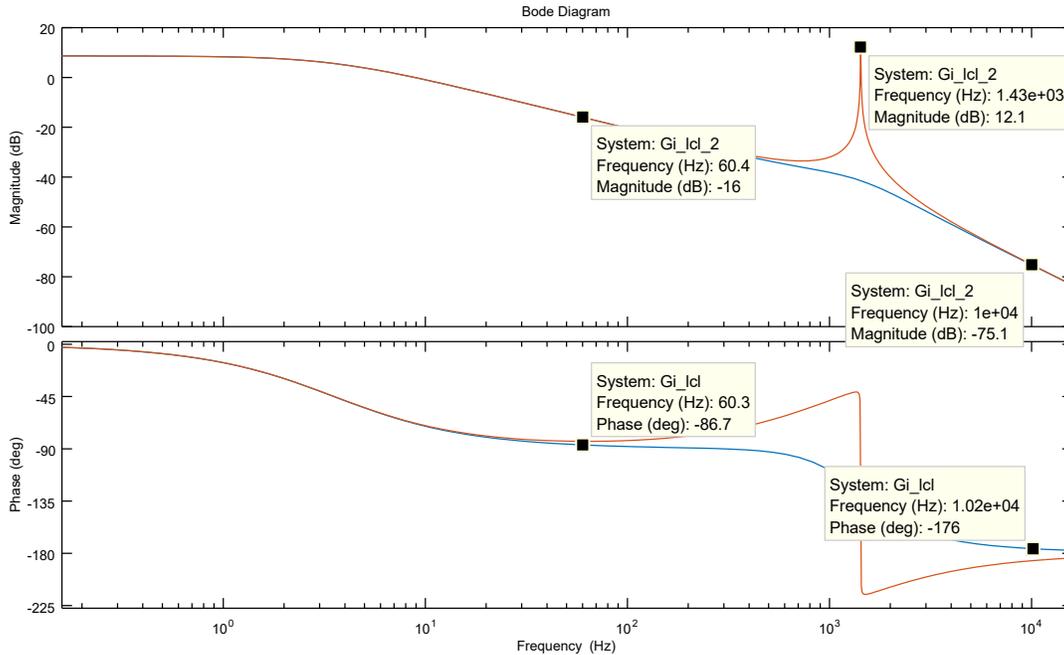


Figura 2.8: Respuesta en frecuencia del filtro LCL.

En la gráfica de la Figura 2.8 se realiza una comparación del filtro LCL sin resistencia de amortiguamiento (línea naranja) y con resistencia de amortiguamiento (línea azul). A simple vista se observa la atenuación del pico de la frecuencia de resonancia así como del desfase que ocurre en dicha frecuencia.

Se observa también que la frecuencia de la fundamental (60Hz) se ve atenuada en -16 dB mientras que la frecuencia de conmutación (10kHz) se ve atenuada en -75dB. Se buscaba dicha atenuación en la frecuencia de conmutación así como en sus bandas laterales.

La segunda parte del modelado del filtro LCL consiste en hallar las ecuaciones diferenciales del circuito para luego obtener el sistema en el marco de referencia $dq0$. Para ello se parte del circuito de la Figura 2.7 en la que se observan los elementos reactivos y los elementos serie parásitos.

A partir del análisis de voltajes de la Figura 2.7, se obtienen las siguientes ecuaciones diferenciales para el sistema trifásico:

$$v_{i,abc} - L_{i,abc} \frac{d i_{i,abc}}{dt} - R_{i,abc} i_{i,abc} - v_{c,abc} - R_{d,abc} i_{c,abc} = 0 \quad (2.44)$$

$$v_{c,abc} - L_{g,abc} \frac{d i_{g,abc}}{dt} - R_{g,abc} i_{g,abc} - v_{g,abc} + R_d i_{c,abc} = 0 \quad (2.45)$$

en donde:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{i,abc} &= [\mathbf{v}_{ia} \ \mathbf{v}_{ib} \ \mathbf{v}_{ic}]^T & \mathbf{R}_{i,abc} &= [\mathbf{R}_{ia} \ \mathbf{R}_{ib} \ \mathbf{R}_{ic}] \\ \mathbf{v}_{c,abc} &= [\mathbf{v}_{ca} \ \mathbf{v}_{cb} \ \mathbf{v}_{cc}]^T & \mathbf{R}_{g,abc} &= [\mathbf{R}_{ga} \ \mathbf{R}_{gb} \ \mathbf{R}_{gc}] \\ \mathbf{i}_{i,abc} &= [\mathbf{i}_{ia} \ \mathbf{i}_{ib} \ \mathbf{i}_{ic}]^T & \mathbf{R}_{d,abc} &= [\mathbf{R}_{da} \ \mathbf{R}_{db} \ \mathbf{R}_{dc}] \\ \mathbf{i}_{g,abc} &= [\mathbf{i}_{ga} \ \mathbf{i}_{gb} \ \mathbf{i}_{gc}]^T & \mathbf{L}_{i,abc} &= [\mathbf{L}_{ia} \ \mathbf{L}_{ib} \ \mathbf{L}_{ic}] \\ \mathbf{i}_{c,abc} &= [\mathbf{i}_{ca} \ \mathbf{i}_{cb} \ \mathbf{i}_{cc}]^T & \mathbf{L}_{g,abc} &= [\mathbf{L}_{ga} \ \mathbf{L}_{gb} \ \mathbf{L}_{gc}] \end{aligned}$$

Con el fin de implementar un control vectorial, como se propone en este trabajo, y hacer un manejo más sencillo de las ecuaciones, se lleva a cabo la denominada transformación de Park, que es una transformación entre marcos de referencia. Esta operación permite transformar un sistema trifásico de CA (abc) en un sistema de tres dimensiones de CD (dq0) o de dos dimensiones (dq), si el sistema es balanceado. El marco de referencia dq se denomina marco de referencia arbitrario y se caracteriza por que las variables dq son ortogonales y giran a la velocidad y desplazamiento angular del marco de referencia que se seleccione. La transformada de Park se sintetiza por medio de las expresiones:

$$f_{dq0} = K(\theta) f_{abc} \quad (2.46)$$

$$f_{abc} = K^{-1}(\theta) f_{dq0} \quad (2.47)$$

para cualquier tipo de variables trifásicas: \mathbf{f}_{abc} . En donde las matrices de transformación directa e inversa están definidas como

$$k(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$\frac{d k(\theta)}{dt} = k'(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\omega \sin(\theta) & -\omega \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\omega \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\omega \cos(\theta) & -\omega \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\omega \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$\theta = \int_0^t \omega dt \quad (2.50)$$

donde θ y ω es el desplazamiento y velocidad angular del marco de referencia que se seleccione.

En este sentido, la transformación de (2.44) quedaría expresada como sigue:

$$k(\theta) v_{i,abc} = L_{i,abc} \frac{d}{dt} k(\theta) i_{i,abc} + R_{i,abc} k(\theta) i_{i,abc} + R_{d,abc} k(\theta) i_{c,abc} + k(\theta) v_{c,abc} \quad (2.51)$$

De donde, si se asumen condiciones balanceadas, se obtiene el par de ecuaciones en dq:

$$\begin{aligned} v_{i,d} &= L_i \frac{d}{dt} i_{i,d} + (R_i + R_d) i_{i,d} - R_d i_{g,d} + v_{c,d} + \omega L_i i_{i,q} \\ v_{i,q} &= L_i \frac{d}{dt} i_{i,q} + (R_i + R_d) i_{i,q} - R_d i_{g,q} + v_{c,q} - \omega L_i i_{i,d} \end{aligned} \quad (2.52)$$

Y la transformación de (2.45) queda expresada como sigue:

$$k(\theta) v_{c,abc} = L_{g,abc} \frac{d}{dt} k(\theta) i_{g,abc} + R_{g,abc} k(\theta) i_{g,abc} + R_{d,abc} k(\theta) i_{c,abc} + k(\theta) v_{g,abc} \quad (2.53)$$

De donde, si se asumen condiciones balanceadas, se obtiene el par de ecuaciones en dq:

$$\begin{aligned} v_{c,d} &= L_g \frac{d}{dt} i_{g,d} + (R_g - R_d) i_{g,d} + R_d i_{i,d} + v_{g,d} + \omega L_g i_{g,q} \\ v_{c,q} &= L_g \frac{d}{dt} i_{g,q} + (R_g - R_d) i_{g,q} + R_d i_{i,q} + v_{g,q} - \omega L_g i_{g,d} \end{aligned} \quad (2.54)$$

Para obtener la ecuación para el vector de corriente d , se sustituye $v_{c,d}$ de (2.54) en la ecuación de $v_{i,d}$ de (2.52), resultando:

$$v_{i,d} = L_g \frac{d}{dt} i_{g,d} + L_i \frac{d}{dt} i_{i,d} + R_g i_{g,d} + R_i i_{i,d} + v_{g,d} + \omega L_i i_{i,q} + \omega L_g i_{g,q} \quad (2.55)$$

Para obtener la ecuación para el vector de corriente d , se sustituye $v_{c,q}$ de (2.54) en la ecuación de $v_{i,q}$ de (2.52), resultando:

$$v_{i,q} = L_g \frac{d}{dt} i_{g,q} + L_i \frac{d}{dt} i_{i,q} + R_g i_{g,q} + R_i i_{i,q} + v_{g,q} - \omega L_i i_{i,d} - \omega L_g i_{g,d} \quad (2.56)$$

Quedando de este modo modelado matemáticamente el comportamiento del filtro LCL en el marco de referencia dq0.

3 Diseño de Controladores del Inversor.

3.1 Control Básico del Inversor

El control básico del inversor estará basado en el Control Vectorial, por medio de las transformaciones abc/dq0. Aquí se seleccionará como marco de referencia al voltaje de red, para llevar a cabo dichas transformaciones. En este sentido, para el diseño de los controladores, el sistema se modela con respecto a éste mismo marco de referencia (voltaje de red).

3.1.1 PLL para el vector del voltaje de red.

El Lazo de Enganche de Fase (PLL, por sus siglas en ingles) tiene la capacidad de proveer la frecuencia angular, ángulo de fase y amplitud, por ejemplo, de una onda de voltaje trifásica. El uso del PLL para este trabajo es fundamental por dos razones. Primero, porque los controladores locales del inversor se implementan basados en el Control Orientado a Voltaje, en este caso el voltaje de red, y es el ángulo de este voltaje de red el que se usa en las transformaciones abc → dq. Segundo, porque con este mecanismo se puede realizar la sincronización/interconexión entre el voltaje del inversor y el voltaje de red. [30].

El mecanismo de PLL que se utiliza aquí es del tipo PLL-SRF (synchronous reference frame) y está basado de hecho, en un proceso de transformación abc → dq, en donde se utiliza como marco de referencia síncrono, las mismas señales abc que ingresan al PLL. En la Figura 3.1 se muestra el esquema del PLL-SRF.

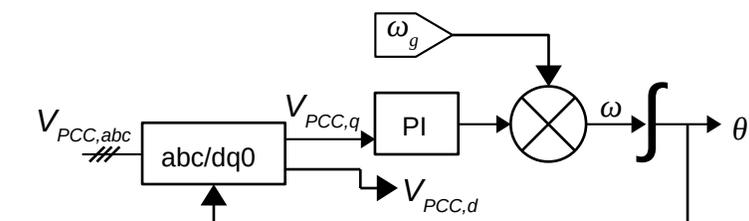


Figura 3.1: Estructura del lazo de enganche de fase (PLL).

El principio de funcionamiento del PLL-SRF es, que al utilizarse las mismas señales abc, y una vez transformadas al marco de referencia dq0, el voltaje trifásico queda alineado al eje d y por lo tanto la componente en el eje q, será cero. El que la componente q sea cero, significa que a la transformación de Park se le está ingresando el ángulo exacto del marco de referencia (del voltaje de red); es decir, el estimador del ángulo ha convergido. En este sentido, la componente q funciona como una variable de error, que se busca que sea cero, y que el PI ajusta para lograr la convergencia al valor exacto del ángulo [31].

De acuerdo con la estructura del PLL-SRF usado aquí, es de notar que su desempeño está definido por la adecuada sintonización de su PI correspondiente. En este caso, para la sintonización del PI se trabajará con un modelo linealizado del PLL, y cuya función de transferencia se muestra en (3.1) [32], [33]:

$$H_c(s) = \frac{\hat{\Theta}_g(s)}{\Theta_g(s)} = \frac{K_f(s)V_m}{s+K_f(s)V_m} \quad (3.1)$$

donde V_m es el valor pico de las señales sinusoidales de entrada; y $K_f(s)$ es la función de transferencia del controlador PI en su forma estándar (serie), descrita como sigue:

$$k_f(s) = k_p \left(\frac{1+s\tau}{s\tau} \right) \quad (3.2)$$

donde:

k_p - Constante proporcional del controlador PI.

τ - Constante de tiempo de controlador PI.

k_i - Constante integral del controlador PI.

Así, la sintonización del PI se obtiene al igualar (3.1) con una función canónica de segundo orden [21], como la que se muestra en (3.3)

$$H_c(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.3)$$

donde ω_n es la frecuencia natural y zeta es el factor de amortiguamiento. Derivado de la igualdad se obtiene:

$$k_p = \frac{2\xi\omega_n}{E_m} \quad (3.4)$$

$$k_i = \frac{\omega_n^2}{E_m} \quad (3.5)$$

$$\tau = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (3.6)$$

Derivado del análisis previo, entonces los valores de los parámetros del PI para el PLL-SRF, de acuerdo con la aplicación específica, se lleva a cabo de la siguiente manera:

La frecuencia natural es $\omega_n = 2\pi f$, y determina el ancho de banda y/o tiempo de respuesta del PLL. En este sentido se selecciona $f = 600\text{Hz}$, que es una década por arriba de la frecuencia de red que es de 60Hz . Este ancho de banda asegura una respuesta rápida del PLL, lo cual es crucial para todas las transformaciones de Park directas e inversas en el Control Vectorial.

Por otro lado, el factor de amortiguamiento elegido es $\xi = 1/\sqrt{2}$. En general, este valor del factor de amortiguamiento en el diseño de controladores PI se prefiere por que no se presentan oscilaciones ni sobretiros en las variables manipuladas, aunque no es absolutamente necesario usar este valor.

Así, dados:

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 127\text{V} = 179.6\text{V}_p$$

$$\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot 600\text{Hz} = 3769.9\text{rad/s}$$

$$\xi = 1/\sqrt{2}$$

Entonces:

$$k_p = \frac{2\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)(3769.9)}{179.6\text{V}} = 29.68 \quad (3.7)$$

$$k_i = \frac{(3769.9)^2}{179.6\text{V}} = 79130.42 \quad (3.8)$$

$$\tau = \frac{2\frac{1}{\sqrt{2}}}{3769.91} = 0.000375132 \quad (3.9)$$

Y finalmente para esta etapa se realiza la prueba del PLL bajo el entorno de simulación PSIM y se obtiene la respuesta del PLL según muestra la siguiente figura:

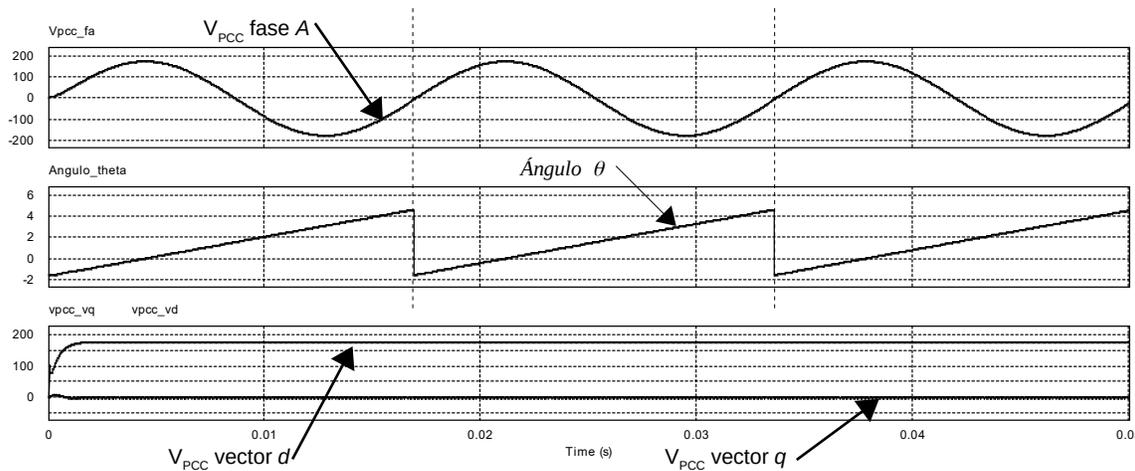


Figura 3.2: Respuesta del PLL: ángulo de fase de la onda de voltaje.

Puede observarse que el vector q del voltaje en el PCC se encuentra alineado a cero mientras que el vector d tiene el valor pico del voltaje, lo cual indica que el vector d está completamente orientado al vector del voltaje de red. Se observa también que el PLL converge en un tiempo menor a un cuarto de ciclo de la onda sinusoidal, por lo cual, manejar una frecuencia de 600Hz resulta conveniente.

3.1.2 Lazos de Control de Corriente y Control de Potencia Activa y Reactiva.

La potencia activa y reactiva del inversor, están relacionadas con las componentes d y q , respectivamente, de la corriente de red ($i_{g,dq}$); por lo cual, será necesario diseñar un lazo de control de corriente para cada componente. Estos lazos de control serán la base sobre la que se fundamentará el control de las potencias activa y reactiva.

Para el diseño de los lazos de control de corriente, se parte de las ecuaciones (2.55) y (2.56), las cuales describen el comportamiento del filtro LCL el en marco de referencia $dq0$. Dichas ecuaciones se separan en un subsistema a partir del cual se diseñarán los controladores respectivos, y términos de compensación, tal como se muestra en (3.10) y (3.11).

$$v_{i,d1} = \begin{cases} L_g \frac{d}{dt} i_{g,d} + R_g i_{g,d} & \text{Términos para el controlador de corriente } i_{g,d} \\ L_i \frac{d}{dt} i_{i,d} + R_i i_{i,d} + v_{g,d} + \omega(L_i i_{i,q} + L_g i_{g,q}) & \text{Términos de compensación} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$v_{i,q} = \begin{cases} L_g \frac{d}{dt} i_{g,q} + R_g i_{g,q} & \text{Términos para el controlador de corriente } i_{g,q} \\ L_i \frac{d}{dt} i_{i,q} + R_i i_{i,q} + v_{g,q} - \omega(L_i i_{i,d} + L_g i_{g,d}) & \text{Términos de compensación} \end{cases} \quad (3.11)$$

La función de transferencia de los subsistemas para el control de $i_{g,d}$ e $i_{g,q}$, es:

$$G(s) = \frac{i_{g,d}(s)}{V_{i,d1}(s)} = \frac{i_{g,q}(s)}{V_{i,q1}(s)} = \frac{1}{L_g(s) + R_g} \quad (3.12)$$

Nótese que ambos subsistemas tienen la misma estructura y parámetros, por lo cual, el diseño del controlador e.g. para $i_{g,d}$ es el mismo para $i_{g,q}$. En este sentido, de aquí en adelante, solo se discutirá el diseño para $i_{g,d}$. Así pues, la función de transferencia del controlador PI, para la corriente $i_{g,d}$ es

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.13)$$

Por lo tanto, la función de transferencia del controlador-planta, en lazo cerrado, se obtiene como

$$\frac{I_g}{I_g^*} = \frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)} = \frac{k_p(s)/L_g+k_i/L_g}{s^2+(R_g+k_p)s/L_g+k_i/L_g} \quad (3.14)$$

Para calcular los valores de las constantes proporcional (k_p) e integral (k_i), es necesario comparar a la ecuación (3.14) con una función de transferencia genérica de segundo orden:

$$H_c(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.15)$$

De lo cual resultan los parámetros del controlador, como sigue:

$$k_i = \omega_n^2 L_g \quad (3.16)$$

$$k_p = 2\xi\omega_n L_g - R_g \quad (3.17)$$

Dados los valores conocidos de $L_g=7.7\text{mH}$, $R_g=0.2\Omega$; se proponen valores para ξ y ω_n . En este caso, $\xi = 0.9$ y $\omega_n = 2\pi 450 = 2827.4 \text{ rad/s}$; con lo cual se obtiene:

$$k_i = \omega_n^2 L_g = (2827.43)^2 \cdot 0.0077 \text{ H} = 61556.72 \quad (3.18)$$

$$k_p = 2\xi\omega_n L_g - R_g = 2 \cdot 0.707 \cdot 2827.43 \cdot 0.0077 - 0.2 = 28.98 \quad (3.19)$$

Con base en (3.10) y (3.11) y el controlador, se obtiene la estructura final de los lazos de control de corriente para los componentes d y q como se muestra en la Figura 3.3.

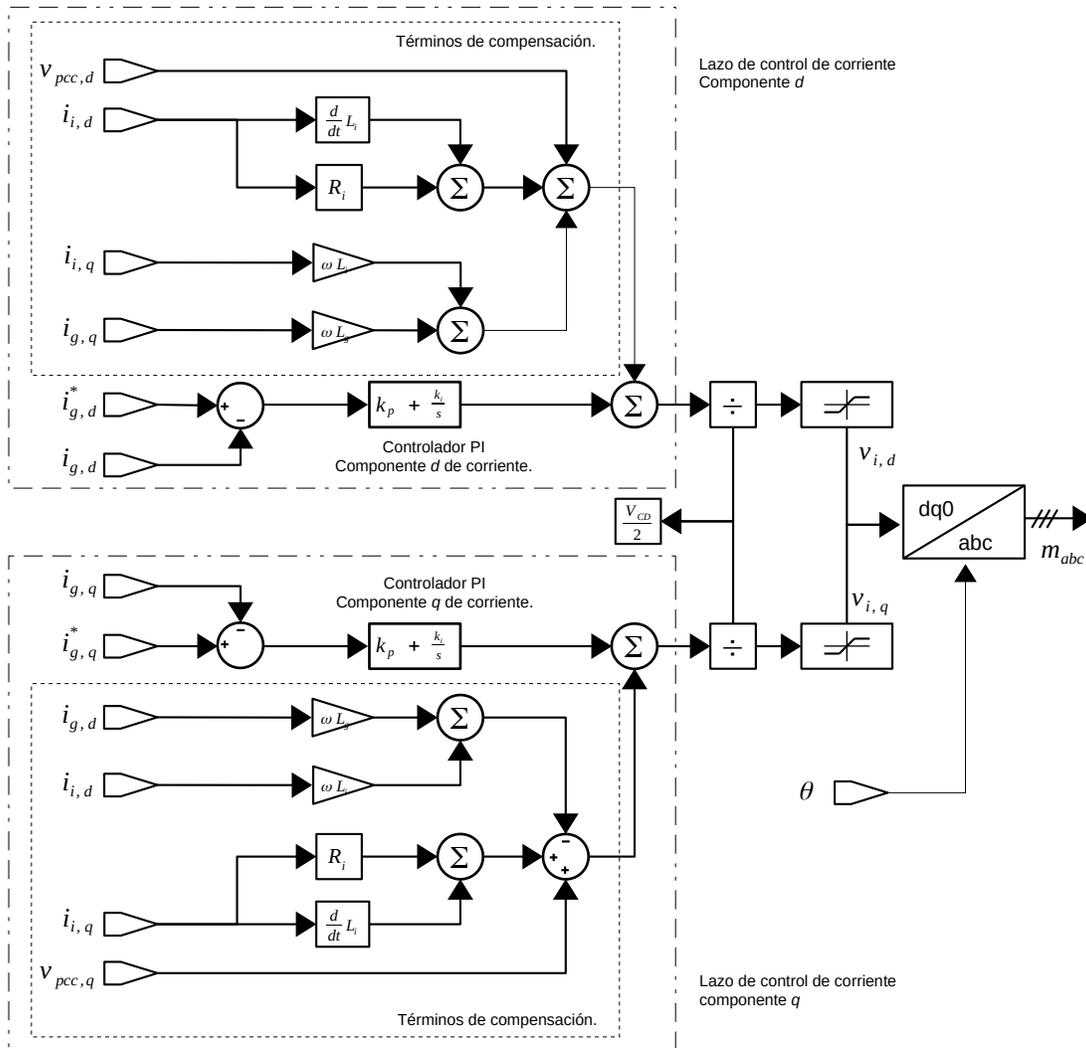


Figura 3.3: Estructura de los lazos de control de corriente para las componentes d y q .

Bajo simulación, se obtienen las respuestas de los controladores para ambos vectores de corriente en d y q que se observan en la Figura 3.4. El sistema alcanza la consigna en medio ciclo de red aunque con un sobre-tiro considerable, sin embargo, después de realizar varias pruebas con

distintos valores de ancho de banda (ω_n) y de factor de amortiguamiento (ξ), esta resulta ser la mejor configuración para los controles.

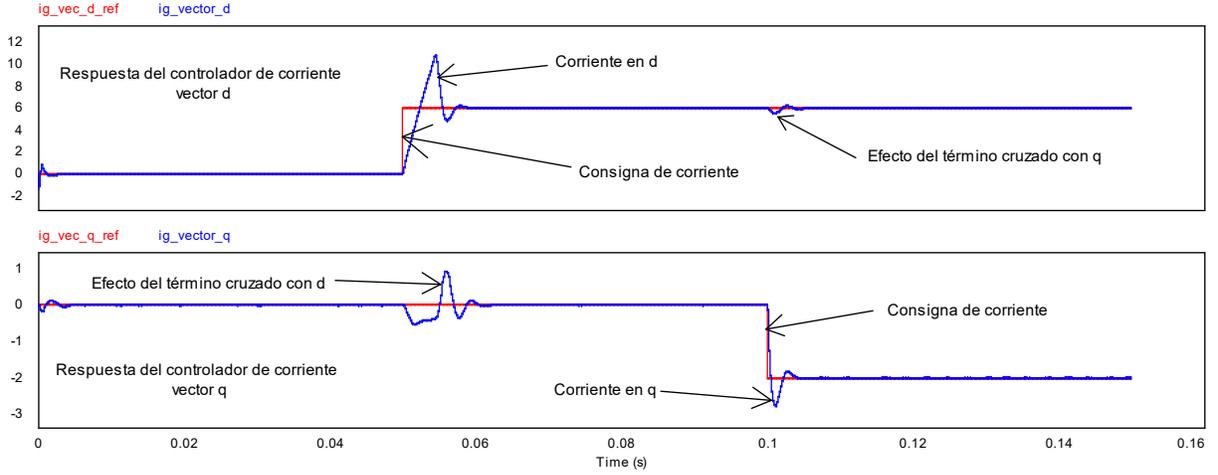


Figura 3.4: Respuesta de los controles de corriente.

Como ya se había comentado, la componente de corriente $i_{g,d}$ se controla para administrar el intercambio de potencia activa, mientras que la componente de corriente $i_{g,q}$ se controla para administrar el intercambio de potencia reactiva [34], [35]:

$$P = \frac{3}{2}(v_{PCC,d}i_{g,d} + v_{PCC,q}i_{g,q}) \quad (3.20)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_{PCC,q}i_{g,d} - v_{PCC,d}i_{g,q}) \quad (3.21)$$

Suponiendo que el eje d esté perfectamente alineado con el voltaje de red $v_{PCC,q} = 0$, la potencia activa y la potencia reactiva serán proporcionales a $i_{g,d}$ e $i_{g,q}$ respectivamente:

$$P = \frac{3}{2}v_{PCC,d}i_{g,d} \quad (3.22)$$

$$Q = -\frac{3}{2}v_{PCC,d}i_{g,q} \quad (3.23)$$

A partir de las cuales se despeja para obtener las referencias de corriente en función de valores deseados de P y Q , tal como se muestra a continuación:

$$i_{g,d}^* = \frac{2}{3} \frac{P^*}{v_{PCC,d}} \quad (3.24)$$

$$i_{g,q}^* = -\frac{2}{3} \frac{Q^*}{v_{PCC,d}} \quad (3.25)$$

La estructura algebraica para obtener las consignas de corriente a partir de las consignas de potencias queda según la Figura 3.5. Nótese que estas referencias de corriente serán las entradas al esquema de control de corriente que se muestra en la Figura 3.3.

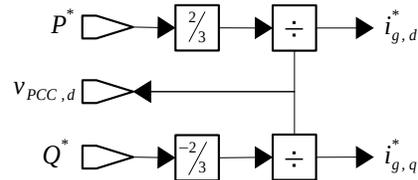


Figura 3.5: Estructura algebraica para obtener las consignas de corriente a partir de las consignas de potencia.

Ahora bien, las referencias P^* y Q^* en el esquema de la Figura 3.5, estarán dadas, en el caso de Q^* , por el control Volt-Var (como parte del soporte para regulación de tensión en el PCC); mientras que el valor de P^* se determinará en función de la capacidad nominal de potencia aparente (S) por parte del inversor, y de restricciones normativas. En este sentido, para la implementación de este mecanismo de restricciones, se parte del análisis de potencias que se describe en el semicírculo de potencia mostrado en la Figura 3.6.

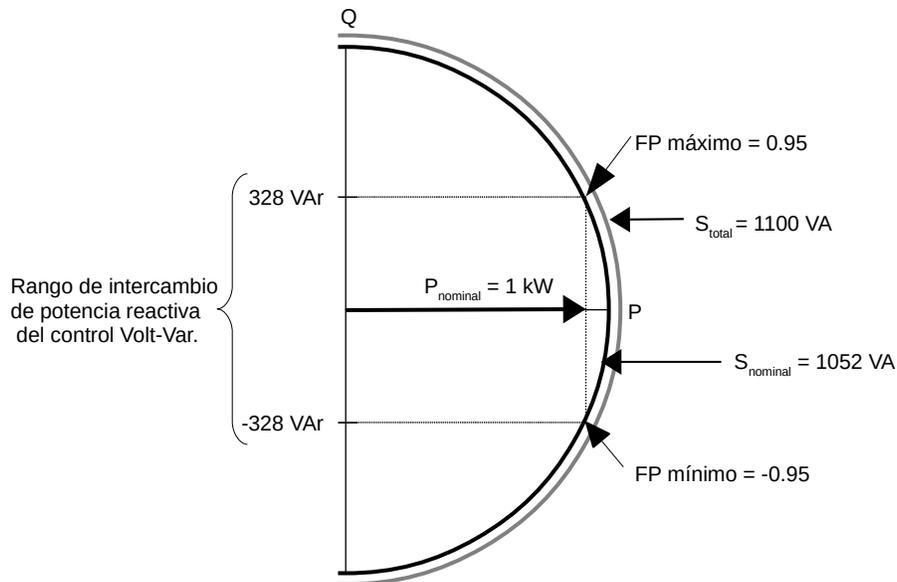


Figura 3.6: Capacidades de potencia del inversor.

En donde

S_{total} : es la capacidad física del inversor según un sobredimensionamiento mínimo.

$S_{nominal}$: Es la capacidad de potencia aparente nominal del inversor.

$P_{nominal}$: es la capacidad máxima nominal de potencia activa.

Por su parte, el rango de valores de intercambio de potencia reactiva que podría manejar el control Volt-Var, sería: 328VAr (en inyección o absorción); lo cual se traduce en una operación del inversor en un rango de valores del Factor de Potencia (FP) de:

$$FP = \cos(\tan^{-1}(\frac{Q_{m\acute{a}xima}}{P_{nominal}})) = \cos(\tan^{-1}(\frac{328 \text{ var}}{1000 \text{ W}})) = \pm 0.95 \quad (3.26)$$

Valores apegados a la normativa mexicana para interconexión según se explica en el Capítulo 1.

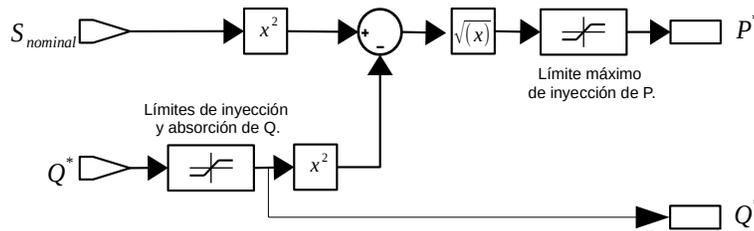


Figura 3.7: Etapa algebraica para limitar las demandas de potencia del inversor.

3.2 Control Volt-Var como soporte a la regulación de tensión en el PCC.

3.2.1 Definición de las condiciones de red para las pruebas del control Volt-Var.

Aunque también existen zonas de la red con una alta concentración de centros de carga o limitaciones de capacidad de potencia, y/o condiciones de red débil; en donde por el contrario, ante "bajos" niveles de inyección de potencia se pueden suscitar variaciones en el voltaje. No obstante, para fines de una evaluación didáctica o a escala, en este trabajo de investigación se plantean dos condiciones.

La primera es, que el objetivo de este trabajo es demostrar el fenómeno de variación de voltaje en el PCC y la eficacia de implementar el control de potencia reactiva con el fin de regular el voltaje.

La segunda condición es, que también se seleccionarán valores de impedancia de red a conveniencia y acordes a la potencia manejada por el inversor, con el fin de poder observar claramente el fenómeno de variación de tensión. A nivel simulación se usarán modelos RL para emular los valores de red así como también en pruebas de laboratorio.

En los alcances y limitaciones, se proponen tres valores de resistencia, siendo el valor máximo de resistencia de 0.5Ω , valor que producirá un incremento de 0.0195V (p.u.) a la máxima inyección de

potencia activa (1kW) y el valor mínimo de resistencia será de 0.125Ω y cuya variación de voltaje será de $0.0049V$ (p.u.). La reactancia equivalente fija será de 0.5Ω a 60Hz que producirá un incremento o decremento de voltaje de $0.0066V$ (p.u.) a la máxima capacidad de inyección o absorción de potencia reactiva (328VAr). Con estos valores se pretende ilustrar distintos casos en los que el objetivo es cuantificar la eficacia del control Volt-Var, demostrando así que en inversores de mayores potencias, este esquema de regulación de voltaje autónomo puede tener efectos favorables para mejorar el perfil de voltaje en el PCC de una red débil.

3.2.2 Diseño de la función del control Volt-Var.

El control Volt-Var regula la tensión en el PCC al suministrar o absorber potencia reactiva si el voltaje de línea cae por debajo de un punto de ajuste ó si está por encima de dicho punto de ajuste, respectivamente. Una curva característica típica utilizada en el control Volt-Var se ilustra en la Figura 3.8. Esta curva corresponde a la Categoría B de los DER y contempla la característica de banda muerta. Esta curva se define de acuerdo con la norma IEEE-1547 con los valores de la Tabla 3.1.

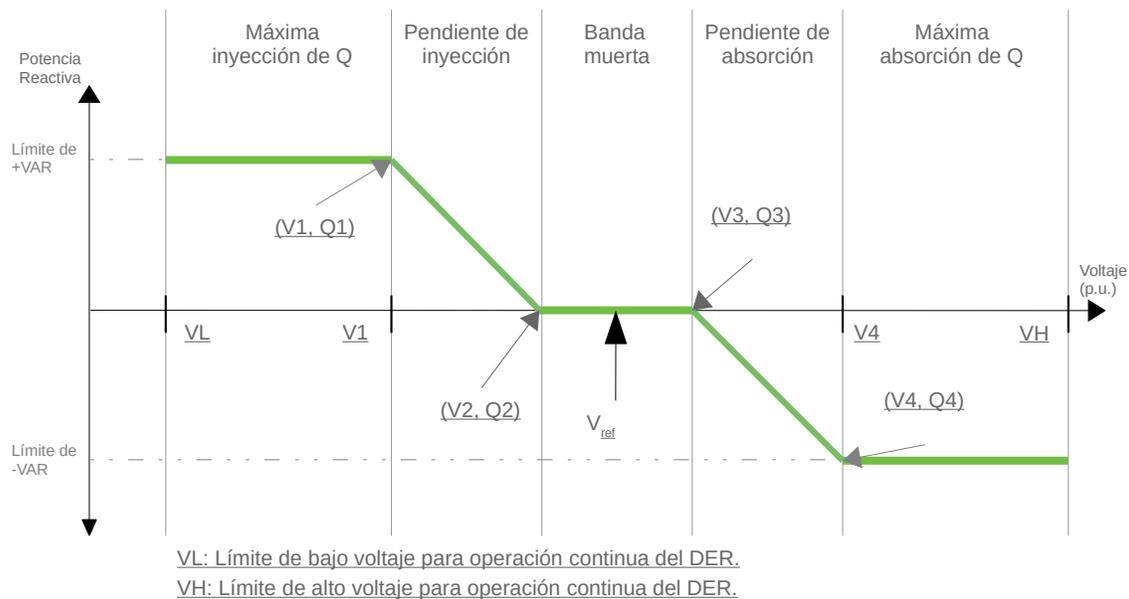


Figura 3.8: Curva Volt-Var y puntos de operación.

Tabla 3.1: Valores de los puntos de operación de la Curva Volt-Var.

Parámetros de voltaje – potencia reactiva	Configuraciones predeterminadas.		Rango de configuraciones permitidas.	
	Categoría A	Categoría B	Mínimo	Máximo
V_{ref}	V_N	V_N	$0.95V_N$	$1.05V_N$
V2	V_N	$V_{ref} - 0.02V_N$	Categoría A: V_{ref} Categoría B: $V_{ref} - 0.03V_N$	V_{ref}
Q2	0	0	100% de la capacidad de potencia reactiva, absorción.	100% de la capacidad de potencia reactiva, inyección.
V3	V_N	$V_{ref} + 0.02V_N$	V_{ref}	Categoría A: V_{ref} Categoría B: $V_{ref} + 0.03V_N$
Q3	0	0	100% de la capacidad de potencia reactiva, absorción.	100% de la capacidad de potencia reactiva, inyección.
V1	$0.9V_N$	$V_{ref} - 0.08V_N$	$V_{ref} - 0.18V_N$	$V2 - 0.02V_N$
Q1	25% de la capacidad de potencia aparente, inyección. 25% de la capacidad de potencia aparente, inyección.	44% de la capacidad de potencia aparente, inyección.	0	100% de la capacidad de potencia reactiva, inyección.
V4	$1.1V_N$	$V_{ref} + 0.08V_N$	$V3 + 0.02V_N$	$V_{ref} + 0.18V_N$
Q4	25% de la capacidad de potencia aparente, inyección. 25% de la capacidad de potencia aparente, inyección.	44% de la capacidad de potencia aparente, inyección.	100% de la capacidad de potencia reactiva, absorción.	0
Tiempo de respuesta en lazo abierto.	10s	5s	1s	90s

Los parámetros que caracterizan al control Volt-Var son cuatro y se detallan a continuación:

- El punto de ajuste de voltaje (V_{ref}). Es el valor nominal impuesto por la red eléctrica y para el control Volt-Var es el punto en que cambia su modo de operación en cuanto a absorción o inyección de potencia reactiva a la red. Este valor punto de ajuste, junto con la curva Volt-Var se puede desplazar a lo largo del eje horizontal.
- La pendiente. Es una cantidad sin dimensiones ya que representa el cambio en porcentaje de var disponibles con respecto al cambio en el valor de V_{PCC} y el punto de ajuste de voltaje, se mide en términos del ángulo formado por la pendiente con el eje horizontal. Dicho ángulo se mide en el sentido de las agujas del reloj y se encuentra entre 0 y 90 grados. Cabe señalar que dicha pendiente es siempre negativa, sin embargo, utilizaremos el valor absoluto de la pendiente en secciones posteriores para fines de análisis. En la Figura 3.8 se ilustra la pendiente en dos regiones llamadas Pendiente de Inyección y Pendiente de Absorción.
- Límite inferior y superior en la generación de var. La cantidad de potencia reactiva que puede ser absorbida o suministrada por el controlador Volt-Var puede fijarse en un cierto porcentaje de var disponible del DER. En la Figura 3.8 se ilustran los límites inferior y superior de generación de var como las dos regiones llamadas Máxima inyección de Q y Máxima absorción de Q.
- Banda muerta. Dependiendo de la categoría del DER (A o B) o de los especificado por el operador de red, se puede tener un cuarto parámetro de ajuste llamado “banda

muerta”. El ancho de banda muerta representa la tolerancia de variación de voltaje permitido por la red antes y después del punto de ajuste de voltaje. Puede también depender de la norma que esté vigente y esté siendo aplicada por la red. Cuando el voltaje de red se encuentra dentro del rango de banda muerta, no se inyecta potencia reactiva para corregir el voltaje. En la Figura 3.8 se ilustra la región de Banda Muerta.

Teniendo en cuenta estos parámetros, la función Volt-Var queda sintetizada como

$$Q(v_{PCC}) = \begin{cases} Q1 & VL < v_{PCC} < V1 \\ Q1 \cdot \left(\frac{V2 - v_{PCC}}{V2 - V1} \right) & V1 < v_{PCC} < V2 \\ 0 \text{ (bandamuerta)} & V2 < v_{PCC} < V3 \\ Q4 \cdot \left(\frac{v_{PCC} - V3}{V4 - V3} \right) & V3 < v_{PCC} < V4 \\ Q4 & V4 < v_{PCC} < VH \end{cases} \quad (3.27)$$

Donde v_{PCC} es la medición del voltaje en el PCC. $V2$ y $V3$ son los límites superior e inferior respectivamente del ancho de banda muerta. $V1$ y $V4$ son los límites de voltaje en los que la potencia reactiva alcanza sus límites de inyección. La pendiente de inyección de potencia reactiva se encuentra entre $V1$ y $V2$ y la pendiente de absorción se encuentra entre los puntos $V3$ y $V4$.

Determinación de los puntos de operación del control Volt-Var.

Para obtener los puntos de operación del control Volt-Var, se partirá con base en aquellos que ya vienen impuestos por el operador de red como son V_{ref} y el ancho de Banda Muerta ($V2$ y $V3$) y los límites máximo y mínimo de potencia reactiva ($Q1$ y $Q4$).

Ancho de banda muerta.

Este valor determina los valores de $V2$ y $V3$ y vienen dados para un DER categoría B como indica la Tabla 3.1.

$$V3 = (V_{ref} + 0.02 V_N) \quad (3.28)$$

$$V2 = (V_{ref} - 0.02 V_N) \quad (3.29)$$

La síntesis en PSIM queda como sigue:

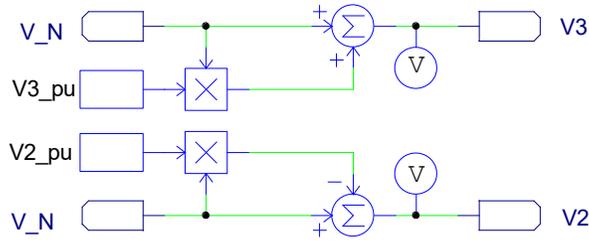


Figura 3.9: Límites de Banda Muerta en bloques PSIM.

Límites de potencia reactiva.

Siguiendo con el mismo esquema se determinan los límites de inyección y absorción de potencia reactiva con base en la potencia activa nominal y los dos límites de factor de potencia impuestos por la red.

$$Q1 = P_{nominal} \cdot \tan(\arccos(FP_1)) \quad (3.30)$$

$$Q4 = P_{nominal} \cdot \tan(\arccos(FP_2)) \quad (3.31)$$

Donde FP_1 y FP_2 son los factores de potencia en adelanto y en atraso, respectivamente.

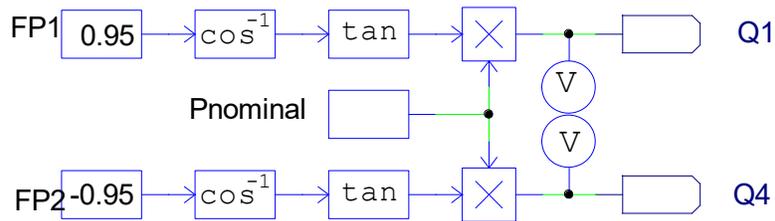


Figura 3.10: Límites de potencia reactiva.

Pendientes de inyección y absorción.

La determinación de la pendiente de inyección o absorción de potencia reactiva es la parte del control Volt-Var que se configurará automáticamente con base en los valores de la impedancia de red. De este modo el control Volt-Var no requerirá que el operador de red proporcione el valor de la pendiente. En este trabajo se calcula de la siguiente forma:

Dada la ecuación (1.2), se definen

$$\Delta V_P = R_g \frac{P}{V_N} \quad (3.32)$$

y

$$\Delta V_Q = X_g \frac{Q}{V_N} \quad (3.33)$$

y para cumplir $\Delta V_N = 0$ se determina la cantidad necesaria de potencia reactiva:

$$\Delta V_N = \Delta V_P + \Delta V_Q = 0 \quad (3.34)$$

Con ΔV_P siempre con valor positivo

$$\Delta V_Q = -\Delta V_P = X_g \frac{-Q}{V_N} \quad (3.35)$$

A lo que el valor en cada punto de la pendiente de inyección de potencia reactiva en función del valor de la delta de voltaje viene dada por

$$m_Q = -\frac{V_N}{X_g} \Delta V_P \quad (3.36)$$

Dado que existe una banda muerta diferente de cero y dentro del rango de la banda muerta no se inyectará potencia reactiva, para la ecuación anterior se sustituye V_N por los dos límites de la banda muerta como sigue:

$$m_{\text{absorción}} = -\frac{V_3}{X_g} \Delta V_{P1} \quad (3.37)$$

$$m_{\text{inyección}} = -\frac{V_2}{X_g} \Delta V_{P2} \quad (3.38)$$

con las deltas de voltaje

$$\Delta V_{P1} = V_{PCC} - V_3 \quad (3.39)$$

$$\Delta V_{P2} = V_2 - V_{PCC} \quad (3.40)$$

Quedando sintetizados dos bloques como sigue:

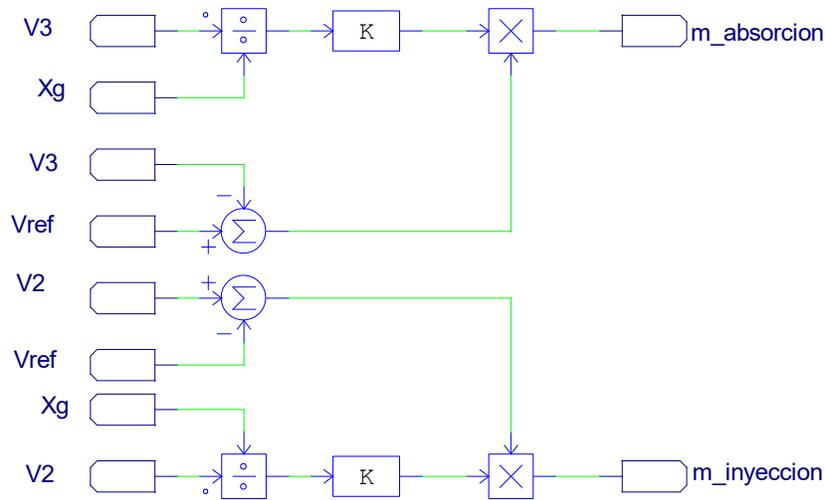


Figura 3.11: Pendientes de inyección de potencia reactiva.

Donde el bloque “K” es el valor (-1) dado que la pendiente siempre es negativa.

Límites de voltaje para máxima inyección o absorción de Q, V1 y V4.

Los valores máximo y mínimo de voltaje en que se inyecta o absorbe potencia reactiva al límite permitido son los puntos V1 y V4, los cuales se calculan como sigue:

Dado el triángulo rectángulo formado por ((V1, Q1), V1) como cateto opuesto, el segmento $\Delta V_p = V2 - V1$ como cateto adyacente y la pendiente m (ver Figura 3.11), se obtiene el ángulo de inclinación α como sigue:

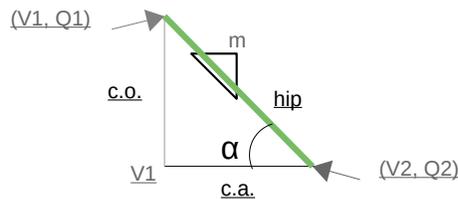


Figura 3.12: Determinación de V1 y V4 con base en la pendiente.

Se conocen m , $V2$ y $Q1$, por lo tanto

$$\alpha = \tan^{-1}(m) \tag{3.41}$$

con

$$m = -\frac{V_N}{X_g} \quad (3.42)$$

y siendo hip_1 la longitud de la razón de absorción e hip_2 la longitud de la razón de inyección se calculan:

$$hip_1 = \frac{Q4}{\text{sen}(\alpha)} \quad (3.43)$$

$$hip_2 = \frac{Q1}{\text{sen}(\alpha)} \quad (3.44)$$

Se tienen los límites de voltajes

$$V4 = V3 + \sqrt{(hip_1^2 - Q4^2)} \quad (3.45)$$

$$V1 = V2 - \sqrt{(hip_2^2 - Q1^2)} \quad (3.46)$$

Estas operaciones quedan sintetizadas como

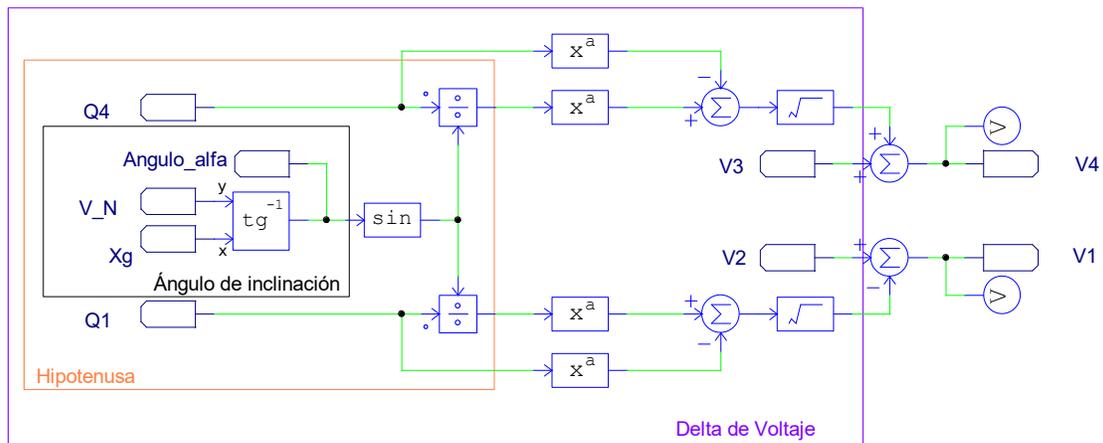


Figura 3.13: Límites de inyección-absorción de Q.

Límites de desconexión.

Estos límites vienen dados en porcentaje y determinan los valores de bajo voltaje y sobre voltaje para los cuales debe desconectarse el inversor de la red. Por medio de dos comparadores de voltaje se verifica que el voltaje en PCC se encuentre dentro del rango de operación y por medio de una compuerta lógica NOR se obtiene una señal que habilita la inyección de potencia activa y reactiva así como la operación del puente inversor.

$$VH = V_{ref} + \left(\frac{V_{ref}}{100} \cdot \text{Límite superior}\right) \quad (3.47)$$

$$VL = V_{ref} - \left(\frac{V_{ref}}{100} \cdot \text{Límite inferior}\right) \quad (3.48)$$

De modo que

Si $V_{PCC} > VH$ entonces $v_{max_desconexion} = 0$

Si $V_{PCC} < VL$ entonces $v_{min_desconexion} = 0$

Con lo que el inversor obtendría la señal de disparo para desconectarse de la red mediante la función

$$\text{Disparo} = VH \text{ NOR } VL \quad (3.49)$$

En PSIM resulta en:

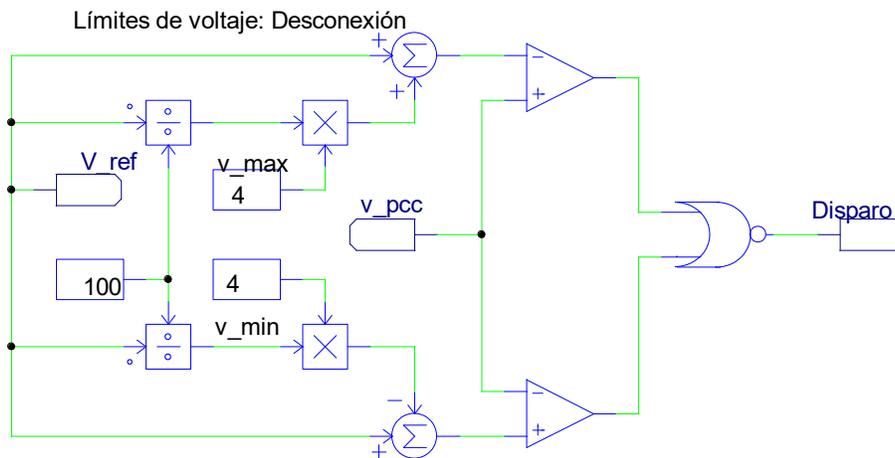


Figura 3.14: Límites para desconexión del DER.

Matriz de inyección de potencia reactiva.

Para determinar en cual sección de la curva Volt-Var se encuentran los valores de la tensión en el PCC se requiere de una lógica con comparaciones del V_{PCC} con los límites antes mencionados.

$$Q(v_{PCC}) = \begin{cases} Q1 & VL < v_{PCC} < V1 \\ m_{inyección} & V1 < v_{PCC} < V2 \\ 0 \text{ (banda muerta)} & V2 < v_{PCC} < V3 \\ m_{absorción} & V3 < v_{PCC} < V4 \\ Q4 & V4 < v_{PCC} < VH \end{cases} \quad (3.50)$$

Básicamente se realizan cuatro comparaciones para determinar todos los rangos, a saber:

- C1 – Disparo de sobrevoltaje. Se compara el $V_{PCC} > V3$.
- C2 – Disparo de saturación varmin. Se compara $V_{PCC} > V4$.
- C3 – Disparo de bajo voltaje. Se compara $V2 > V_{PCC}$.
- C4 – Disparo de saturación varmax. Se compara $V1 > V_{PCC}$.

Cada uno de estos disparos da un 1 lógico cuando se cumple la condición de comparación y dado otro arreglo lógico, se obtienen los siguientes casos:

- Caso 1 – Rango de la banda muerta, cero inyección. Las cuatro comparaciones resultan en 0 lógico, por lo que la inyección de potencia reactiva es nula.
- Caso 2 – V_{PCC} mayor a V3 pero menor que satmax, pendiente de absorción de Q. Resulta 1 lógico la comparación (C1) y 0 lógico la comparación (C2), por lo que se habilita la absorción de potencia reactiva por medio de la pendiente.
- Caso 3 – V_{PCC} mayor que satmax, saturación de absorción de Q. Las comparaciones (C1) y (C2) dan 1 lógico y por tanto se deshabilita la absorción por medio de la pendiente y se drena potencia reactiva a un valor constante (saturación mínima).
- Caso 4 – V_{PCC} menor a V2 pero mayor que V1, pendiente de inyección de Q. Resulta 1 lógico la comparación (C3) y 0 lógico la comparación (C4), por lo que se habilita la inyección de potencia reactiva por medio de la pendiente.
- Caso 5 – V_{PCC} menor que satmin, saturación de inyección de Q. Las comparaciones (C3) y (C4) dan 1 lógico y por tanto se deshabilita la inyección por medio de la pendiente y se inyecta potencia reactiva a un valor constante (saturación máxima).

A continuación se ilustran los cinco casos anteriores en los que se habilitan o se deshabilitan los multiplicadores unitarios para cada valor posible de inyección de potencia reactiva y resulta en una suma cuyo valor será la referencia de inyección.

Tabla 3.2: Lógica sintentizada en la matriz de inyección.

	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Caso 5
$V_{PCC} > V3$	0	1	1	0	0
$V_{PCC} > V4$	0	0	1	0	0
$V2 > V_{PCC}$	0	0	0	1	1
$V1 > V_{PCC}$	0	0	0	0	1
Estado de la matriz de inyección.	$(Q4 \cdot 0) + (m_{absorción} \cdot 0) + (Q1 \cdot 0) + (m_{inyección} \cdot 0)$	$(Q4 \cdot 0) + (m_{absorción} \cdot 1) + (Q1 \cdot 0) + (m_{inyección} \cdot 0)$	$(Q4 \cdot 1) + (m_{absorción} \cdot 0) + (Q1 \cdot 0) + (m_{inyección} \cdot 0)$	$(Q4 \cdot 0) + (m_{absorción} \cdot 0) + (Q1 \cdot 0) + (m_{inyección} \cdot 1)$	$(Q4 \cdot 0) + (m_{absorción} \cdot 0) + (Q1 \cdot 1) + (m_{inyección} \cdot 0)$
Estado de Q_{ref}	Cero Q	Pendiente de Absorción	Absorción máxima	Pendiente de Inyección	Inyección máxima

La síntesis de la lógica anterior resulta en la siguiente estructura:

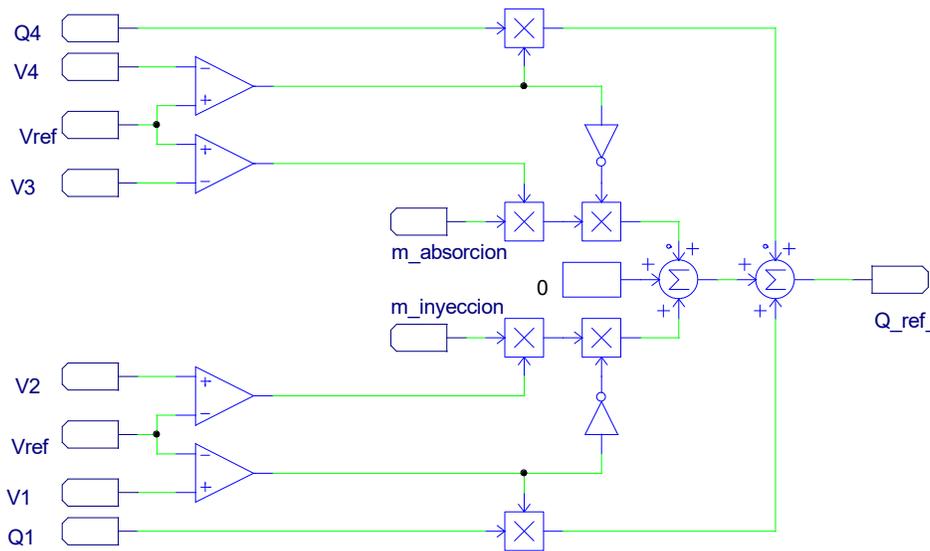


Figura 3.15: Matriz de inyección de potencia reactiva.

Caracterización de la curva Volt-Var en PSIM

Para validar la función Volt-Var se realiza una caracterización de la misma, inyectando un barrido de voltaje desde un mínimo hasta un máximo, pasando por el punto de ajuste y por cada uno de los límites antes definidos ($V_L, V_1, V_2, V_{ref}, V_3, V_4$ y V_H); simulando que el V_{PCC} varía de éste modo, desde un voltaje mínimo hasta un voltaje máximo. La función Volt-Var responde a ésta variación en la tensión en el PCC generando una curva de inyección de potencia reactiva característica como se ilustra a continuación (Figura 3.16):

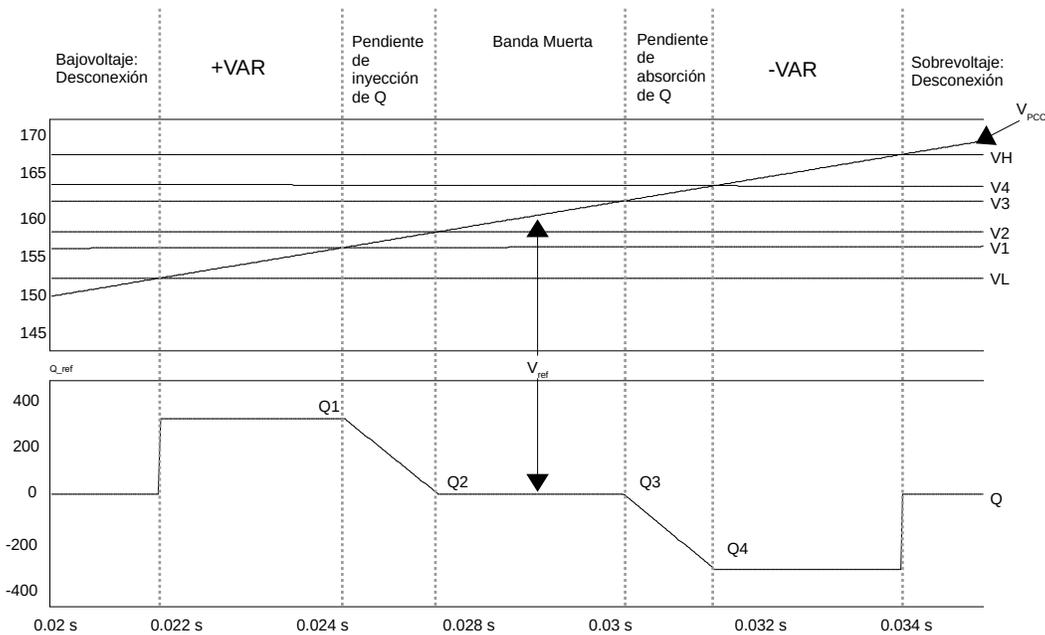


Figura 3.16: Respuesta de la función Volt-Var al emular una variación de voltaje en el PCC.

En la gráfica superior se muestra el barrido de voltaje en el PCC cortando los límites de las diferentes franjas limitadas como la banda muerta y en función de su valor de voltaje. En la gráfica de abajo se tiene la respuesta del control Volt-Var, la referencia de potencia reactiva en la que se observan la banda muerta (centro), las pendientes de inyección y los límites de máxima potencia reactiva así como los límites en que se desconecta el inversor. De este modo, la función cumple con la curva Volt-Var característica y se integra con los controles de corriente para realizar las pruebas previamente definidas.

3.3 Pruebas de Simulación del Inversor con Regulación de Tensión.

Tal y como se mencionó en las subsecciones 1.7.2 y en 3.2.1, se realizarán tres pruebas del control Volt-Var en los que se emularán una impedancia con un valor de X/RR en cada una y se evaluará el desempeño del inversor y la eficacia de la regulación del voltaje:

- Escenario 1. $X/RR = 4$: Reactancia = 0.5Ω , resistencia: 0.125Ω .
- Escenario 2. $X/RR = 1.66$: Reactancia = 0.5Ω , resistencia: 0.3Ω .
- Escenario 3. $X/RR = 1$: Reactancia = 0.5Ω , resistencia: 0.5Ω .

La velocidad de los controles de corriente permite alcanzar la consigna de potencia en máximo medio ciclo de red ($0.0083s$) por lo que las pruebas tendrán una duración de 5 ciclos de red ($0.0416s$), tiempo suficiente para que se alcancen las consignas y se pueda observar el estado estable en los intercambios de potencia con la red y las variaciones de voltaje en el PCC. Cabe mencionar que la

norma IEEE 1547 especifica que el control Volt-Var debe responder con un retardo de entre 3 y 5 segundos, y en estas pruebas se tomará un tiempo de retardo mucho mas corto y necesario para evitar oscilaciones en la entrega de Q ante variaciones de V_{PCC} .

La característica agregada de este control Volt-Var consiste en que para el ajuste de la curva Volt-Var se requiere el valor de la impedancia de red. A partir del valor de impedancia se obtiene el ángulo de inclinación de la pendiente de inyección-absorción y esto a su vez determina la posición de los puntos V1 y V4, siendo que los puntos V2 y V3 son fijos y determinados por el operador de red o en su defecto por lo especificado en la norma IEEE 1547 (ver Tabla 3.1).

Cada una de las tres pruebas que se realizarán constan de tres intervalos de tiempo, a saber:

Intervalo 1: Transcurre desde 0s y es el transcurso de tiempo en que el inversor se sincroniza con la red ($V_{PCC,q} = 0$) al tiempo que los controladores de corriente alcanzan la consigna para los vectores de corriente $d = 0$ (voltaje a la salida del filtro igual a $V_{PCC,d}$) y $q = 0$ (FP = 1 en el PCC). Lo cual significa que habrá una inyección de $P = 0W$ y $Q = 0VAr$.

Intervalo 2: Transcurre a partir de 0.01s y es en donde la consigna de potencia activa es $P = 1000W$. Se alcanza el estado estable y el incremento de voltaje en el PCC también se estabiliza para ser medido. Debido a que $Q = 0$, durante este intervalo el FP se mantiene igual a 0 en el PCC.

Intervalo 3: Transcurre a partir de 0.02s y es en donde se pone en marcha el control Volt-Var, el cual, en función del incremento de voltaje despachará potencia reactiva a la red. Se alcanzará el estado estable para medir el incremento de voltaje final y poder analizar la contribución del control Volt-Var a la regulación de voltaje. Dependiendo de los valores de V_{PCC} , el FP podrá oscilar en el rango de 0.95 a -0.95 y se mantendrá en 1 mientras el V_{PCC} se halle dentro de la región de Banda Muerta.

En cada caso de prueba, se analizará la gráfica de voltaje en la que estarán indicados los puntos de ajuste de voltaje y la gráfica de despacho de potencia reactiva en la que estarán indicados los puntos de ajuste de Q. El análisis consistirá en arrojar los incrementos de voltaje en valores por unidad (p.u.) provocados por la inyección de P contra los incrementos de voltaje provocados por la inyección de Q también en valores p.u, así como el desplazamiento de la onda de corriente con respecto a la onda de voltaje correspondiente a la cantidad de Q inyectadas por el control Volt-Var. La conclusión de cada caso de prueba será la comparación de estos dos incrementos y la contribución en voltaje p.u. del control Volt-Var.

3.3.1 Operación del Inversor con Impedancia de Red: $R1 + X_L$

Para este escenario de prueba, los valores de impedancia de red son:

$$X/RR = 4.$$

$$X_L = 0.5\Omega.$$

$$R1 = 0.125\Omega.$$

Para los cuales se observa en la Figura 3.17 que al inyectar la potencia activa el incremento de voltaje en el PCC se mantiene dentro del rango de la Banda Muerta (V2 y V3), por lo cual el intercambio de potencia reactiva debería ser nulo (Q).

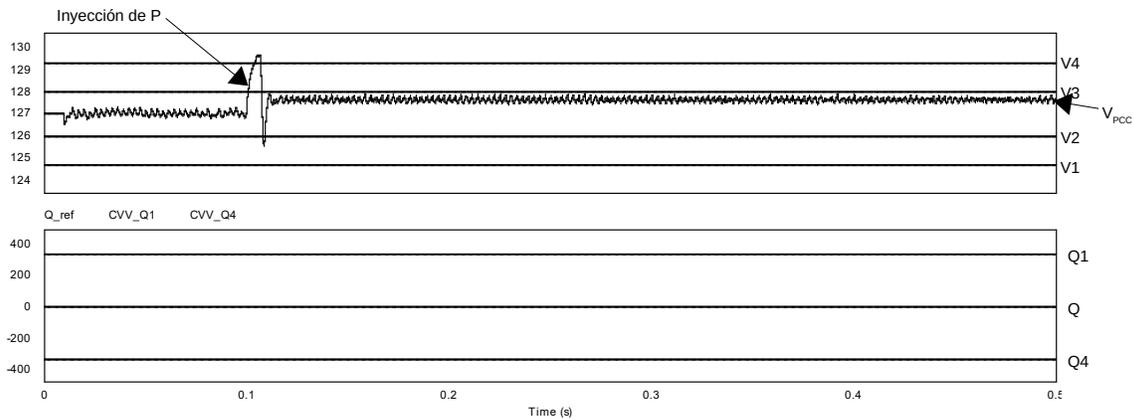


Figura 3.17: Respuesta del control Volt-Var para el Escenario 1.

En la Figura 3.17 se tienen $P = 0W$ y $V_{PCC} = 1V(p.u.)$. Después de la inyección de $P = 1kW$, $V_{PCC} = 1.0047V(p.u.)$ con $\Delta V = 0.0047V(p.u.)$.

En la Figura 3.18 se muestran la corriente i_g y el voltaje V_{PCC} . Se aprecia el instante en que inicia la inyección de potencia activa por medio de la presencia de la onda sinusoidal de corriente en fase con la onda de voltaje.

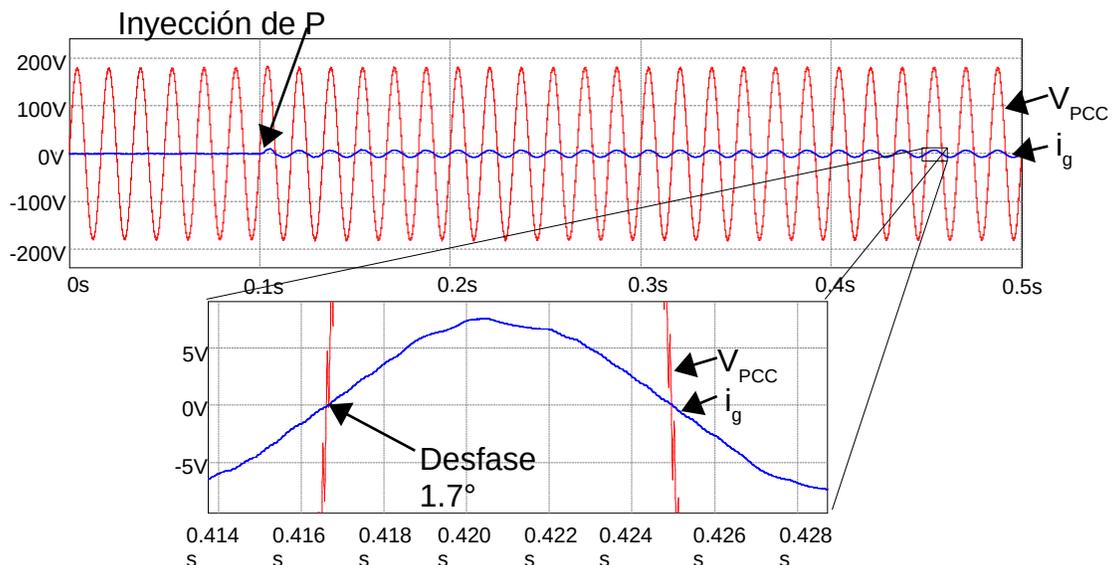


Figura 3.18: Desfase entre i_g y V_{PCC} para el Escenario 1.

En este caso, la diferencia de tiempo entre el cruce por cero de la corriente i_g y el voltaje V_{PCC} es de $80.55\mu s$.

El periodo de tiempo de un ciclo de red es de

$$T = \frac{1}{60} s \quad (3.51)$$

El tiempo requerido para un desplazamiento de 1° es de

$$T_{1^\circ} = \frac{T}{360^\circ} = 46.3 \mu s / ^\circ \quad (3.52)$$

por lo tanto

$$\theta = \frac{80.55 \mu s}{46.3 \mu s / ^\circ} = 1.74^\circ \quad (3.53)$$

Esto también significa que existe un intercambio de potencia reactiva equivalente a

$$Q = 1 kW \cdot \tan(\theta) = 1000 \cdot \tan(1.74^\circ) = 30.4 VAr \quad (3.54)$$

3.3.2 Operación del Inversor con Impedancia de Red: $R_2 + X_L$

Para este escenario de prueba, los valores de impedancia de red son:

$$X/RR = 1.66.$$

$$X_L = 0.5\Omega.$$

$$R_2 = 0.3\Omega.$$

Para los cuales se observa en la Figura 3.19 que al inyectar la potencia activa el incremento de voltaje en el PCC entra a la región de rampa de absorción de Q (V3 y V4), por lo cual el intercambio de potencia reactiva toma el valor que impone el control Volt-Var (Q).

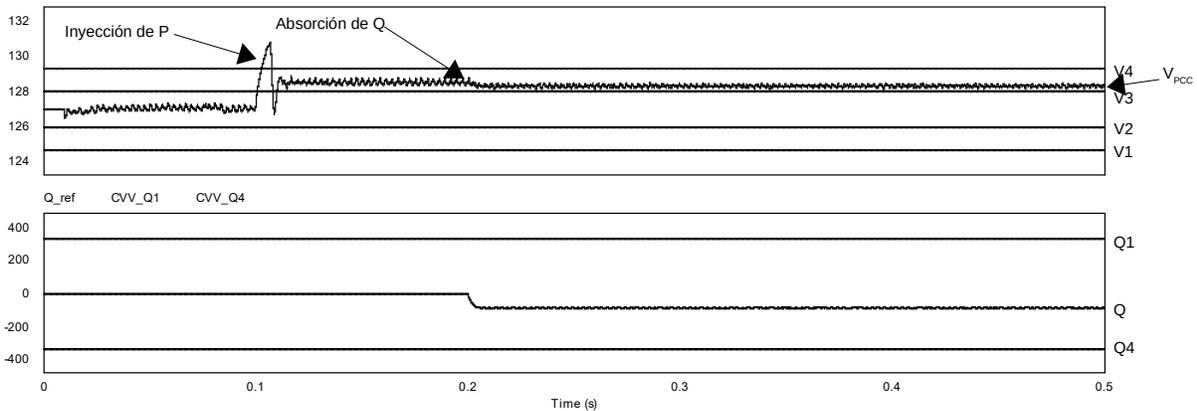


Figura 3.19: Respuesta del control Volt-Var para el Escenario 2.

En este escenario, después de inyectar 1kW de potencia activa, se tiene un incremento de voltaje de $\Delta V=0.0126$ V(p.u.) y después de que el control Volt-Var entre en operación se tiene $\Delta V=0.0106$ V(p.u.). Esto significa un decremento de voltaje de 0.002 Vp.u. La referencia de Q impuesta por el control Volt-Var es de -83.3 VAR.

En la Figura 3.20 se muestran la corriente i_g y el voltaje V_{PCC} . Se aprecia el instante en que inicia la inyección de potencia activa por medio de la presencia de la onda sinusoidal de corriente en fase con la onda de voltaje y a partir del instante en que se activa el control Volt-Var comienza a incrementarse el desfase entre ambas ondas hasta alcanzar $\sim 6.1^\circ$.

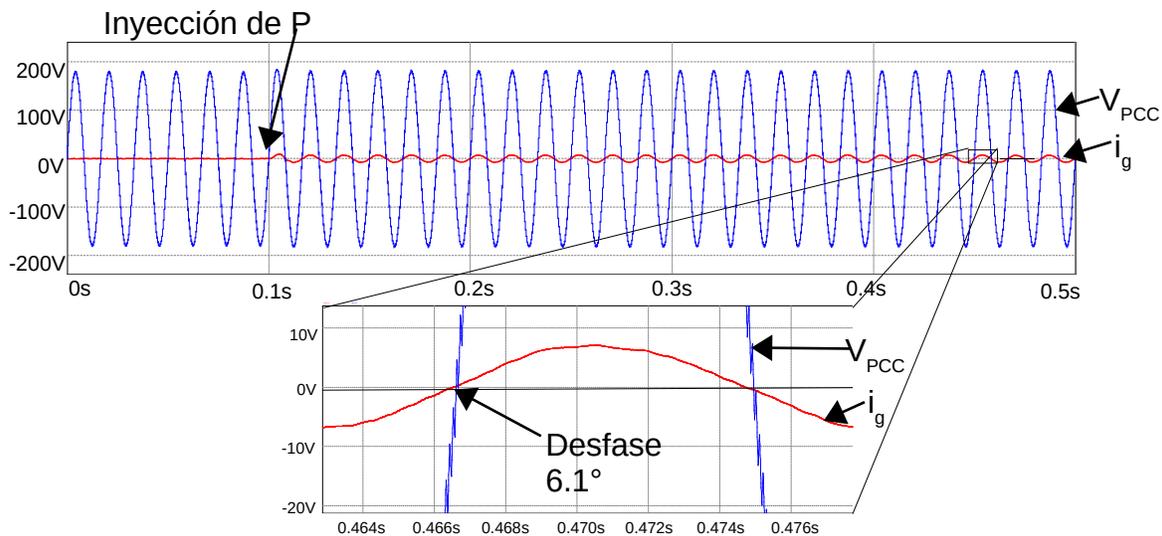


Figura 3.20: Desfase entre i_g y V_{PCC} para el Escenario 2.

En este caso, la diferencia de tiempo entre el cruce por cero de la corriente i_g y el voltaje V_{PCC} , para la curva amplificada es de $282.15\mu s$. Lo cual se traduce en un desplazamiento de

$$\theta = \frac{282.15 \mu s}{46.3 \mu s / ^\circ} = 6.09^\circ \quad (3.55)$$

con una absorción de potencia reactiva de

$$Q = 1 \text{ kW} \cdot \tan(\theta) = 1000 \cdot \tan(6.09^\circ) = 106.7 \text{ VAr} \quad (3.56)$$

3.3.3 Operación del Inversor con Impedancia de Red: $R_3 + X_L$

Para este escenario de prueba, los valores de impedancia de red son:

$$X/RR = 1.$$

$$X_L = 0.5\Omega.$$

$$R_3 = 0.5\Omega.$$

Para los cuales se observa en la Figura 3.21 que el incremento de voltaje en el PCC entra a la región de mínima Q ($V_{PCC} > V_4$) y mientras que al entrar el control Volt-Var en función, Q se acerca al mínimo valor de potencia reactiva (Q4). No ocurren perturbaciones severas en Q debido a un retardo de tiempo, por lo cual, el voltaje en el PCC regresa a la región de rampa de absorción sin que Q alcance a Q4.

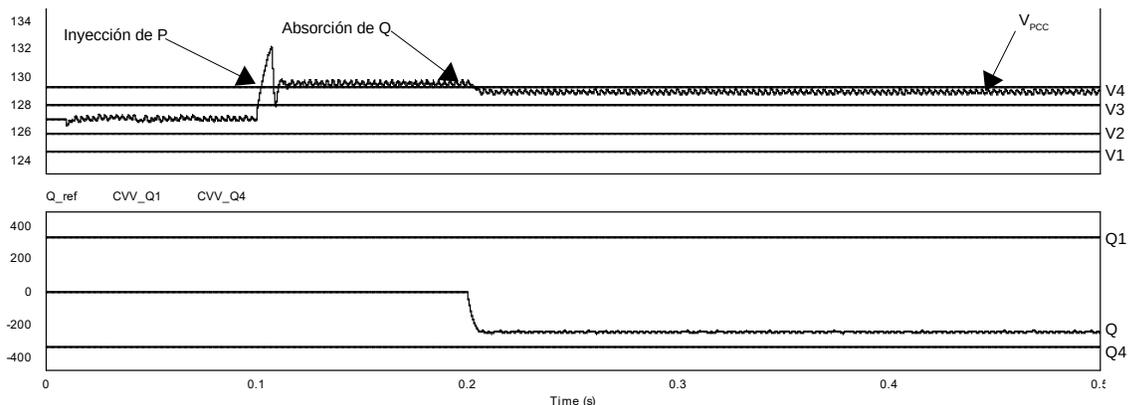


Figura 3.21: Respuesta del control Volt-Var para el Escenario 3.

En este escenario, después de inyectar 1kW de potencia activa, se tiene un incremento de voltaje de $\Delta V=0.0197 \text{ V(p.u.)}$ y después de que el control Volt-Var entre en operación se tiene $\Delta V=0.0149 \text{ V (p.u.)}$. Esto significa un decremento de voltaje de 0.0048 V (p.u.) . La referencia de Q impuesta por el control Volt-Var es de -241 VAr .

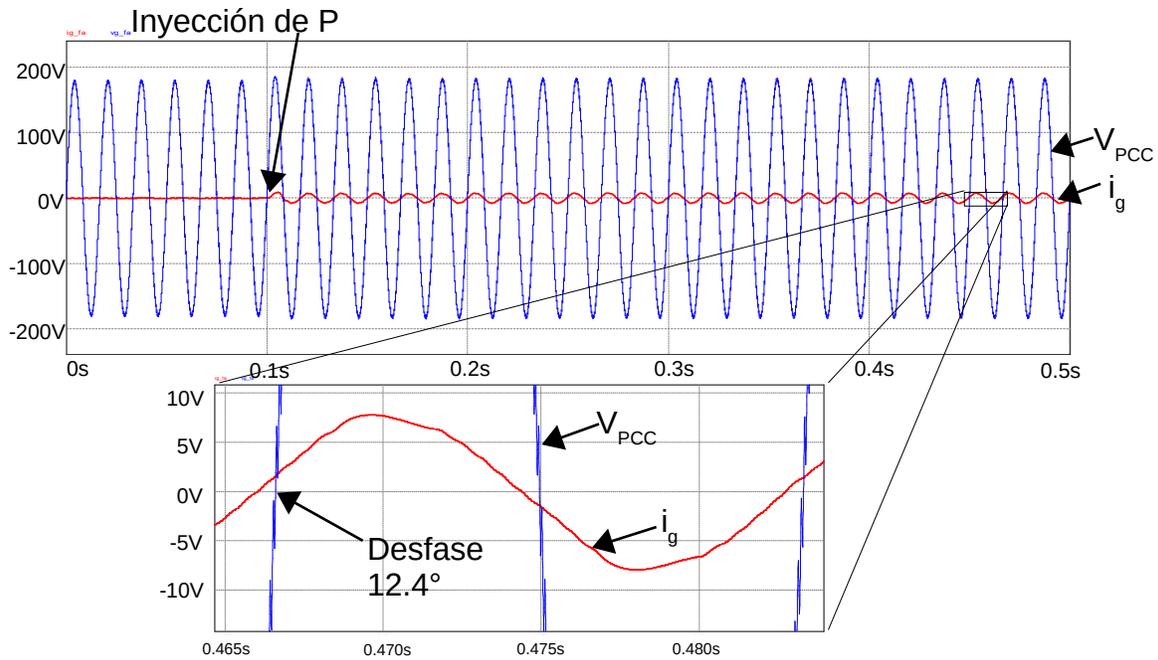


Figura 3.22: Desfase entre i_g y V_{PCC} para el Escenario 3.

En la Figura 3.22 se aprecia un desfase entre la onda de corriente y la de voltaje aun mayor. En este caso, la diferencia de tiempo entre el cruce por cero de la corriente i_g y el voltaje V_{PCC} para la curva amplificada es de $573.5\mu s$. Lo cual se traduce en un desplazamiento de

$$\theta = \frac{573.5\mu s}{46.3\mu s/^\circ} = 12.38^\circ \quad (3.57)$$

con una absorción de potencia reactiva de

$$Q = 1kW \cdot \tan(\theta) = 1000 \cdot \tan(12.38^\circ) = 219.5 \text{ VAr} \quad (3.58)$$

Cabe mencionar que el máximo desplazamiento que se puede lograr para este inversor con 328VAr es de 18.15° .

4 Implementación y Pruebas Experimentales del Inversor.

4.1 Implementación del Prototipo de Pruebas

La implementación del prototipo de pruebas requirió la construcción de algunas etapas de potencia y subsistemas de soporte así como la interconexión con otros equipos e instrumentos. Por cuestiones de tiempo, la implementación no se interconectará a red sino que se evaluará el desempeño del control Volt-Var, los controles de corriente, el PLL y el filtro LCL de una forma no interconectada.

El PLL se sincronizará con la red por medio de un autotransformador variable trifásico, el cual a su vez estará conectado a la red trifásica y será a través del ajuste de éste, por medio del cual se emularán las variaciones de voltaje. Este voltaje será el V_{PCC} con el que el PLL va a sincronizarse y el cual el control Volt-Var tomará como variable de entrada. El desempeño del PLL se evaluará por medio de su salida en la que proporcionará el ángulo de fase de la red. El desempeño del control Volt-Var se evaluará por medio del ángulo de desfase de la onda de corriente con respecto a la de voltaje. Los controles de corriente d y q se evaluarán por medio de la convergencia de las corrientes medidas con las consignas que les proporcione el control Volt-Var.

Entre las etapas que integrarán el prototipo se cuentan el control, el cual estará embebido en el DSP; la etapa de potencia, constituida por la fuente de CD, el capacitor del bus de CD, el puente inversor trifásico, el filtro LCL, las resistencias de carga y el autotransformador variable conectado a red; la última etapa son los subsistemas de soporte entre los que se cuentan los sensores para voltaje y corriente trifásicos (i_g , i_i y V_{PCC}), alimentación de +5V y +15V para el puente inversor, alimentación de +5V para los sensores y el DSP y una PC para la depuración en tiempo real de los controles. En la Figura 4.1 se muestra el diagrama con las partes que integran el prototipo.

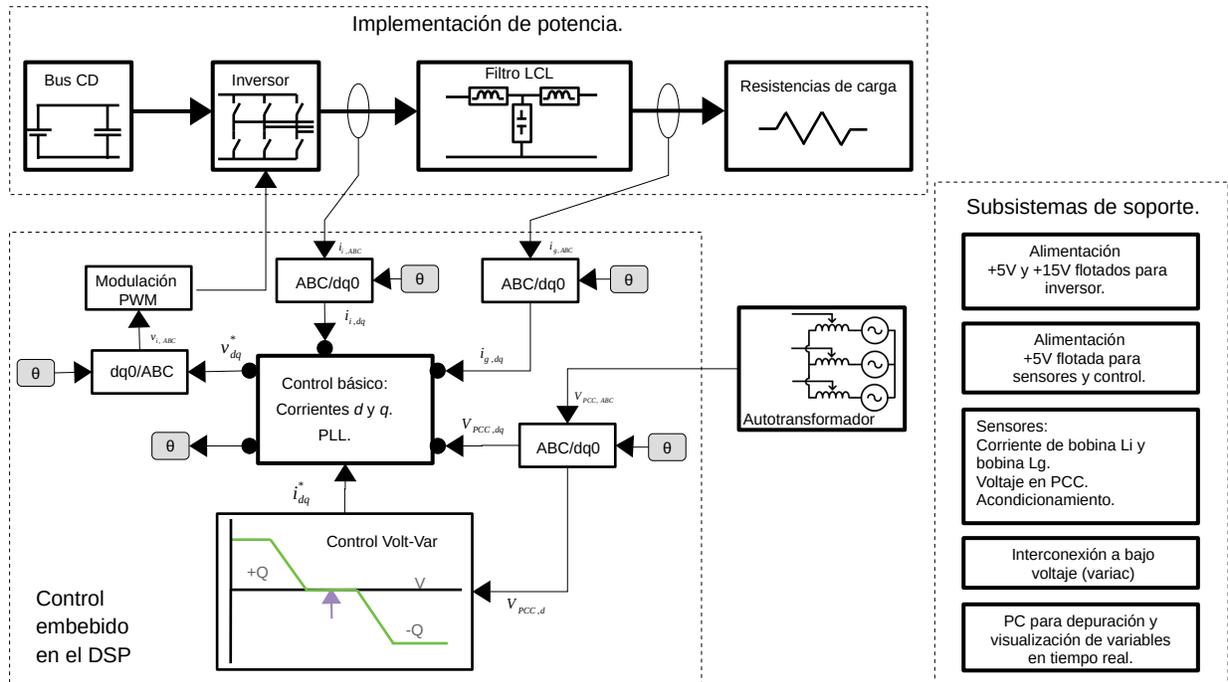


Figura 4.1: Diagrama del prototipo y sus partes.

El siguiente paso en la implementación es la selección de los componentes dimensionándolos con base en los cálculos de diseño presentados en el Capítulo 2.

4.1.1 Selección de Componentes del Inversor.

Según los cálculos realizados para el filtro LCL, el voltaje requerido en el bus de CD es de 450V, el valor de la capacitancia del bus de CD es de 1000 μ F, la corriente por fase es de 4.1Arms y la frecuencia de conmutación de 10kHz. Con base en esto se elige el módulo inversor IRAM136-3063B, entre cuyas características se cuentan un voltaje de bloqueo de 600V para los IGBT, lo cual es adecuado, dado el bus de voltaje que es de 450V. Por otro lado, también se resalta que este módulo de IGBT puede soportar hasta 15Arms por fase; y soporta una frecuencia de conmutación de hasta 20kHz. Estas características lo hacen ideal para su uso en el prototipo.

Finalmente se hace uso de un PCB basado en el circuito típico de conexiones mostrado en la hoja de datos del módulo IRAM136-3063B.

4.1.2 Selección de Componentes del Filtro LCL.

Como se vió en la etapa de diseño del filtro LCL, el valor de los componentes del filtro fue obtenida por medio de un algoritmo de diseño. La manufactura de los seis inductores, tres de L_g y tres de L_i , fue externa, por lo cual al proveedor se le facilitaron los datos técnicos necesarios para el cálculo magnético de los mismos. Siendo que el inductor L_i contendría un 10% de rizo de corriente de alta

frecuencia, su construcción fue hecha con base en núcleos de hierro amorfo (material Metglas® 2605SA1) para evitar pérdidas como sucedería con el núcleo de acero al silicio (Figura 4.2). Los núcleos de los inductores L_g fueron de acero al silicio.



Figura 4.2: Inductor L_g con núcleo de hierro amorfo.

Los tres capacitores C_f se seleccionan de $3\mu\text{F}$ a 431Vca contruidos con película metalizada. El voltaje se selecciona en un valor inferior al del bus de CD debido a que cada capacitor operará a 127VAC nominales. En la Figura 4.3a inciso a se observa el modelo físico del capacitor.

Los resistores R_d para el amortiguamiento pasivo se seleccionan de 47Ω a 50W para 1Arms de corriente. Estos resistores se eligieron con montaje para chasis (Figura 4.3b) con la finalidad de que puedan disipar con mayor facilidad la potencia que soportarán (50W).

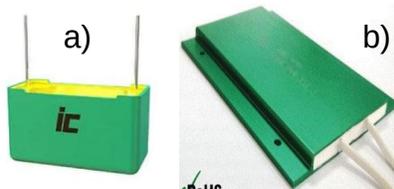


Figura 4.3: Capacitor (a) y resistor (b) usados en el filtro LCL.

4.1.3 Selección de los Subsistemas de Sensado.

El inversor, en sus controles de corriente requiere medir las magnitudes de las corrientes trifásicas de las bobinas L_i y L_g y el voltaje en el PCC, mientras que para el PLL se requiere solo el voltaje en el PCC y el control Volt-Var solo requiere medir el voltaje en el PCC. Por lo tanto, los subsistemas de sensado son para tres magnitudes trifásicas, dos corrientes (i_i e i_g) y un voltaje (V_{PCC}).

Los sensores de corriente que se usaron fueron contruidos para un proyecto anterior. Son dos módulos de sensado de corriente trifásica basadas en el sensor de efecto Hall CSLA2CD. Discho sensor tiene una velocidad de respuesta de $3\mu\text{s}$ y la placa está diseñada para una capacidad de 8Arms , además de tener una acondicionamiento para la entrada del ADC del DSP, lo cual la hace ideal para el prototipo aquí tratado. Estos módulos requieren una fuente de alimentación de 12V simétricos. Ver Figura 4.4.

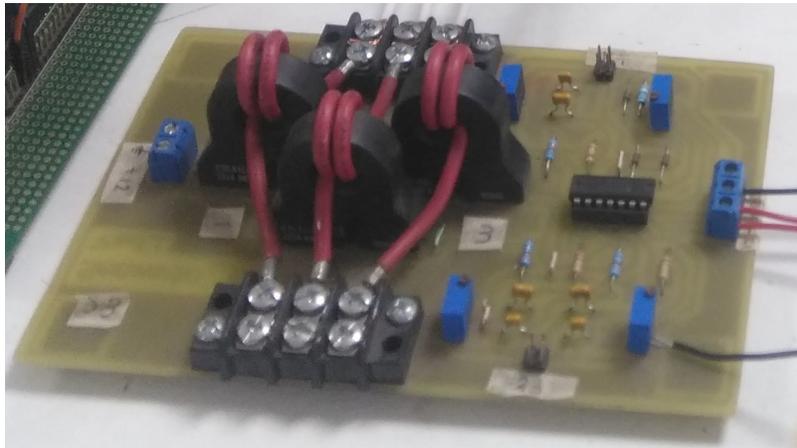


Figura 4.4: Módulo sensor de corriente.

En el caso de los sensores de voltaje (Figura 4.5), se implementó el módulo medidor de voltaje alterno basado en el transformador ZMPT101B, el cual es un transformador especial para sensado de voltaje alterno. Sus características son:

- Corriente nominal de entrada y salida: 2mA.
- Ratio entrada-salida 1000:1000.
- Diferencia de fase: $<30^\circ$ (a 50ohm).
- Rango lineal: 0-3mA (a 50ohm).
- Linealidad: 1%.
- Precisión: 0.2%.
- Aislamiento eléctrico entrada: hasta 3000V.

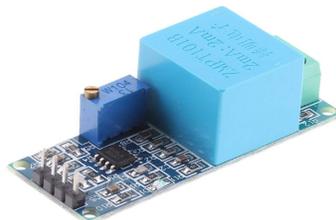


Figura 4.5: Módulo sensor de voltaje.

Este módulo tiene una salida de 5V por lo cual se tuvo que acondicionar para las entradas de 3V del ADC del DSP.

4.1.4 Programación de Controladores en DSP.

Durante la etapa de diseño de este prototipo se pensó en que todas las etapas de control, transformaciones y etapas de filtrado residieran en la misma unidad de control, por lo cual se optó por el Kit de Experimentación TMS320C2000, el cual consiste en una estación de acoplamiento y una tarjeta de control de la familia F28335 Delfino (Controlador Digital de Señal). Entre las características con las que cuenta se tienen:

- Hasta 150 MHz (tiempo de ciclo 6.67-ns).
- CPU de 32 bits de alto rendimiento (TMS320C28x).
- Memoria en chip: 256K × 16 flash, 34K × 16 RAM.
- Hasta 6 salidas PWM de alta resolución.
- ADC de 12 bits, 16 canales - tasa de conversión de 80 ns.
- Depuración en tiempo real utilizando hardware.

Cabe mencionar que de los 16 canales del ADC se hará uso de 9; y de las 6 salidas PWM de alta resolución se usarán las 6. La capacidad del controlador permite sintetizar los controles, los filtros, las transformaciones y todas las operaciones requeridas, además de soportar la capacidad de visualización en tiempo real de las variables deseadas.

Otra ventaja importante para justificar el uso de este controlador es que posee soporte por parte del software PSIM, el cual, por medio de un adecuamiento del modelo de simulación, genera el código en lenguaje C listo para ser compilado por el software Code Composer Studio (CCS). El CCS también tiene la capacidad de cargar el archivo binario resultante al controlador e iniciar la operación del mismo. El PSIM posee una herramienta llamada DSP Oscilloscope, la cual puede comunicarse via SPI con el controlador para visualizar en tiempo real las variables programadas en el modelo de simulación, las cuales permitirán verificar lo que ocurre en las etapas de control o identificar fallas en los mismos si fuera el caso. El adecuamiento del modelo de simulación para poder ser traducido a código en C consiste en agregar bloques de periféricos propios de este modelo de controlador como lo son el ADC y las salidas PWM así como la conversión de ciertos bloques de operaciones a sus versiones en tiempo discreto.

A continuación, se muestra una fotografía del prototipo con las partes mencionadas:

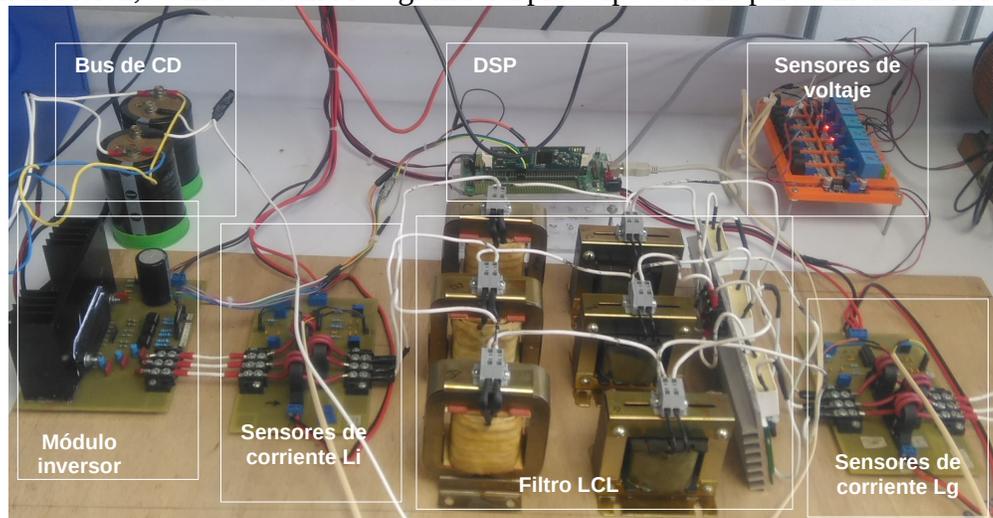


Figura 4.6: Prototipo de pruebas del inversor.

4.2 Pruebas Experimentales

A partir de este apartado, se documentan las pruebas de las partes críticas de inversor como lo son el filtro LCL, los controles de corriente y el PLL y posteriormente se realizará la prueba de desempeño del control Volt-Var. Debido a que no se realiza la interconexión a nivel prototipo, las pruebas tendrán un enfoque al desplazamiento de la onda de corriente cuando se varía el voltaje de red.

4.2.1 Pruebas básicas del Inversor y evaluación del desempeño del Filtro LCL.

La primera prueba consiste en la puesta en marcha de inversor, es decir, la capacidad para sintetizar una onda trifásica en la salida del inversor y el análisis de la onda de corriente en la salida del filtro LCL. Para ello se diseña un generador de onda diente de sierra para emular la fase de red y se sintetiza en el controlador. A continuación se analiza el desempeño del filtro la misma onda trifásica.

Las ondas presentadas a continuación fueron obtenidas de la medición en el osciloscopio DPO3054 en formato CSV (valores separados por coma) y procesados en Matlab® para todas las formas de onda obtenidas en el prototipo.

Previo a analizar el contenido armónico generado por el inversor y el desempeño del filtro, conviene analizar la calidad de la onda de voltaje de red, a partir de la cual, se sintetizará la onda en el inversor.

En la Figura 4.7 puede observarse la onda de voltaje medida en el VPCC, la cual presenta pequeñas distorsiones.

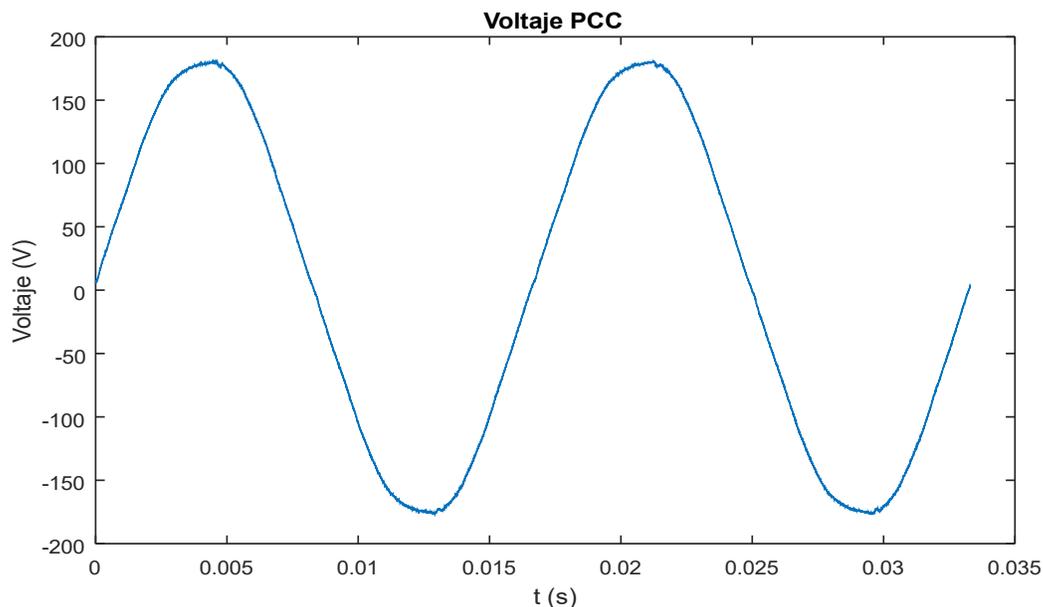


Figura 4.7: Forma de onda del voltaje de red (V_{PCC}).

En la (Figura 4.8) se tiene el análisis de la onda del voltaje en PCC, el cual muestra el contenido armónico compuesto por una armónica de 300Hz y sus bandas laterales de 180Hz y 420H. Mas adelante este contenido armónico se verá reflejado en la onda sintetizada por el inversor e incluso a la salida del filtro LCL por motivos que se comentarán mas adelante.

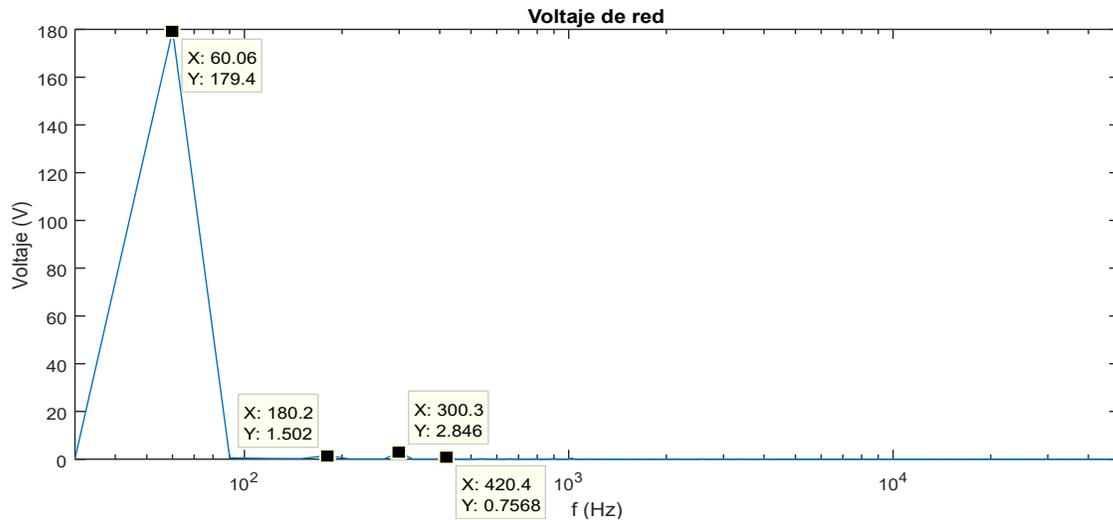


Figura 4.8: Contenido armónico presente en el V_{PCC} .

En lo que respecta a las corrientes presentes en los elementos del filtro LCL, la onda de corriente medida en la bobina L_i presenta las bandas laterales de 180 y 420Hz pero ya no presenta la armónica de 300Hz. Como se esperaba, también presenta la componente de 10kHz correspondiente a la frecuencia de conmutación según se muestra en la Figura 4.9.

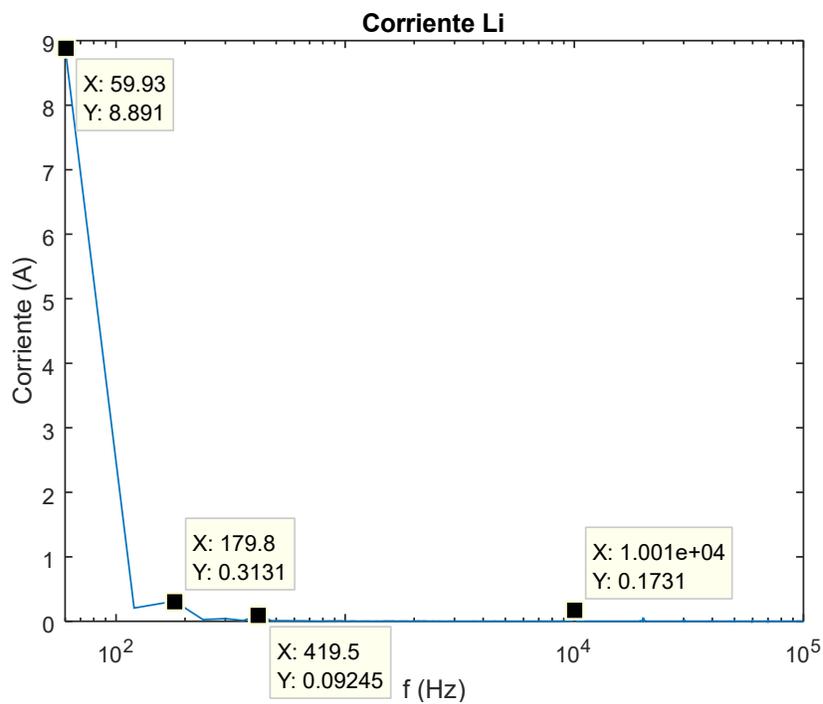
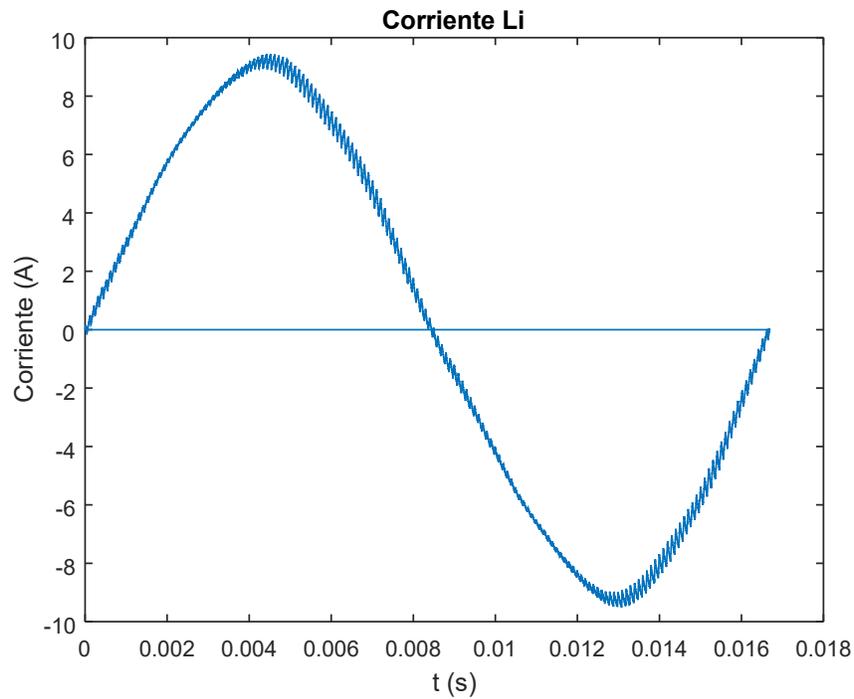


Figura 4.9: Onda de corriente y contenido armónico presente en la bobina L_i .

La onda de corriente presente en el capacitor C_f se muestra en la Figura 4.10 y presenta un bajo contenido de la onda fundamental de 60Hz y en mayor medida la componente de 10kHz correspondiente a la frecuencia de conmutación y sus múltiplos de 10 como son 20, 30, 40kHz.

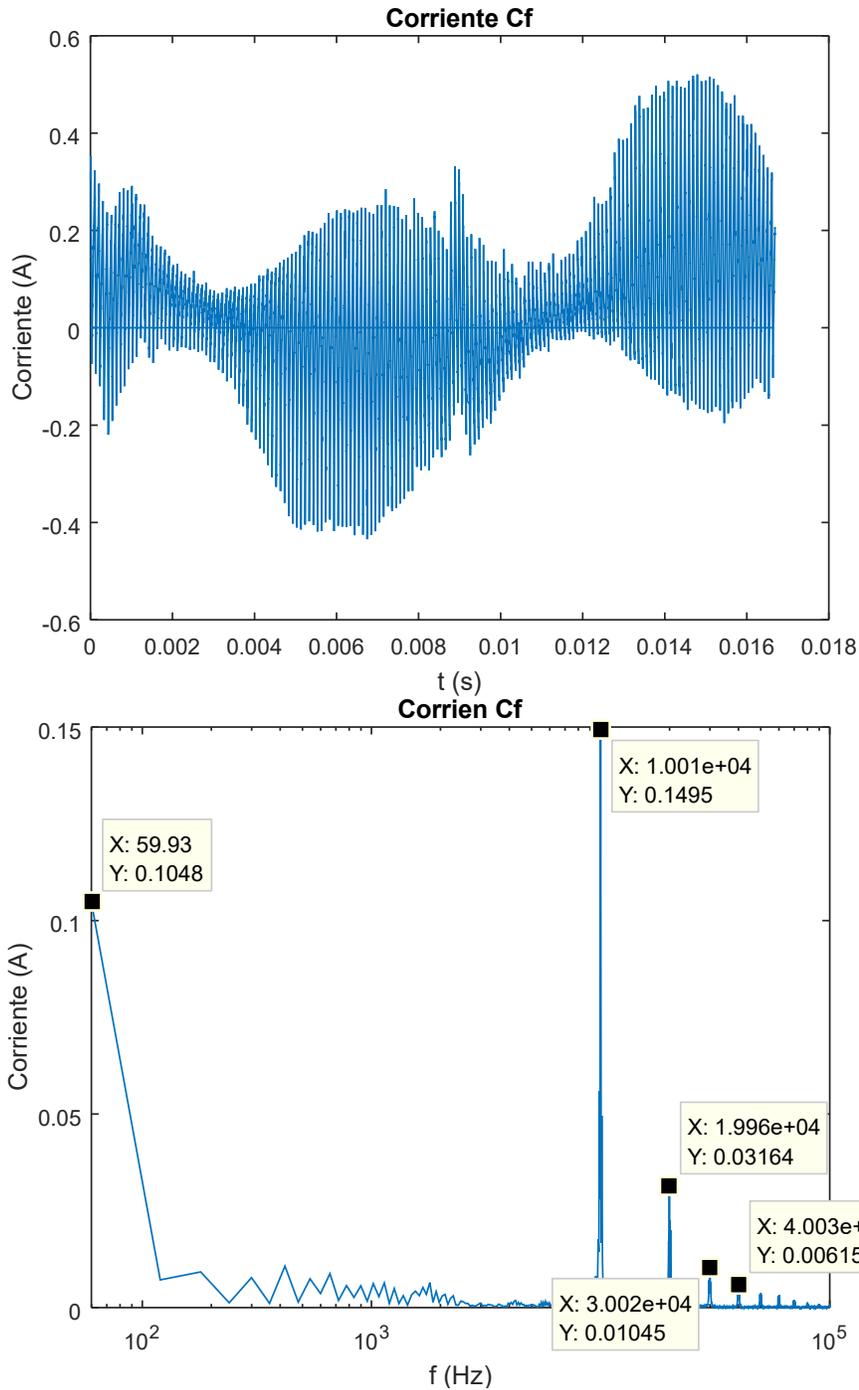


Figura 4.10: Onda de corriente y contenido armónico en el capacitor C_f .

Finalmente, en la onda de corriente presente en la bobina L_g (Figura 4.11) se observan las armónicas de baja frecuencia presentes en la onda original de voltaje de red y una componente muy pequeña de la componente de 10kHz correspondiente a la conmutación. Las armónicas que vienen de la red no pueden eliminarse por el filtro LCL debido a que éste no atenúa frecuencias por debajo de su frecuencia de resonancia, 1400Hz en este caso, por lo cual se sintetizan en la salida del filtro.

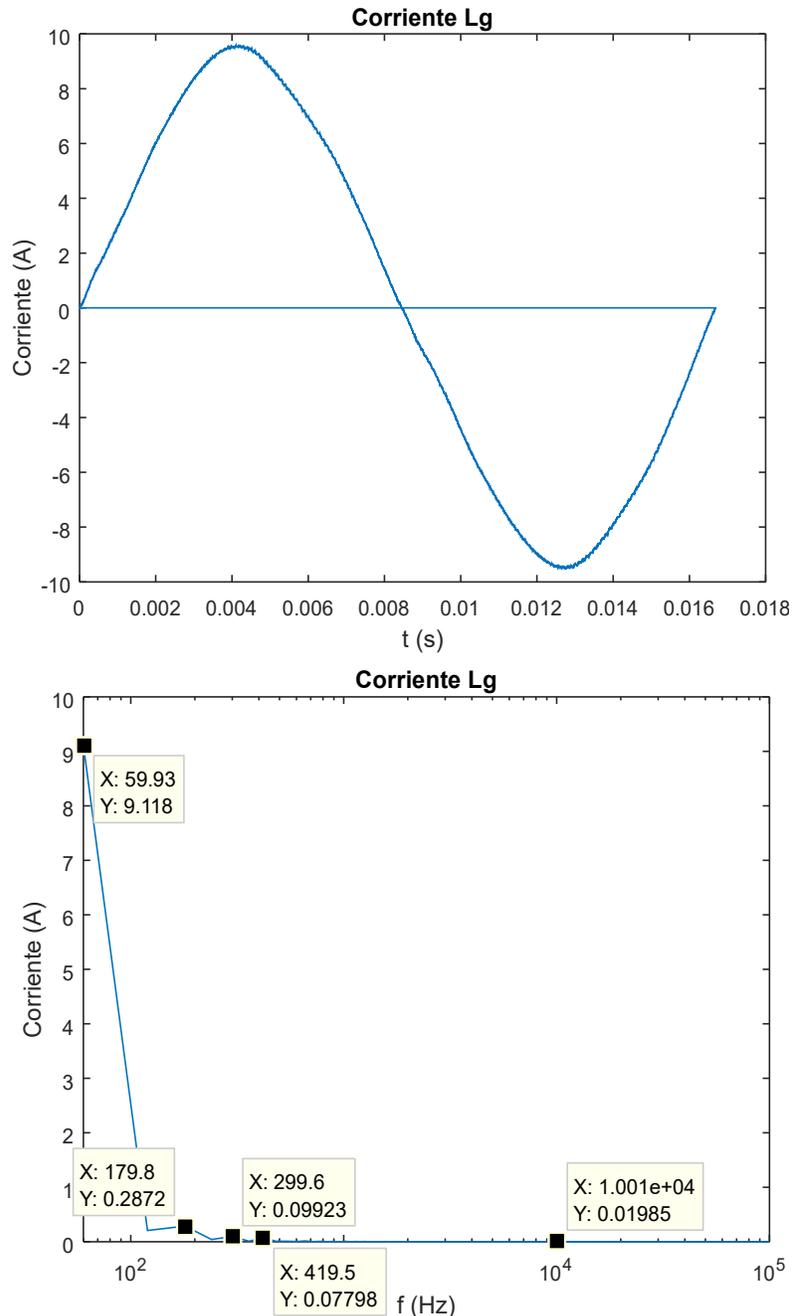


Figura 4.11: Onda de corriente y contenido armónico en el inductor L_g .

4.2.2 Prueba del PLL y lazos de corriente.

A continuación se presenta la onda diente de sierra obtenida a la salida del PLL en la que se muestra que el ciclo exacto entre dos puntos mínimos consecutivos es de 1/60 de segundo, precisamente el valor de un ciclo de red de 60Hz. Esto demuestra la efectividad y precisión del PLL (Figura 4.12).

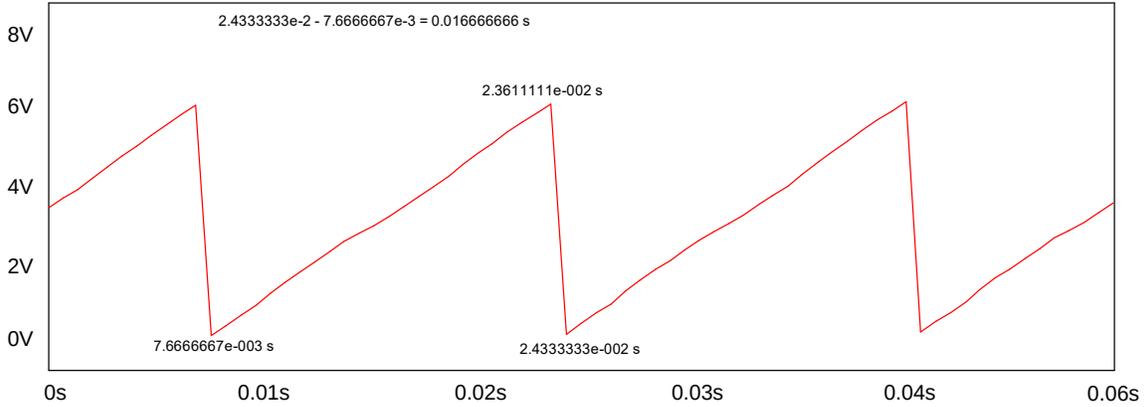


Figura 4.12: Forma de onda obtenida a la salida del PLL.

En la Figura 4.13 se presenta el contenido armónico de la misma onda obtenida del PLL. Se observa que aparte del contenido de cd, se presentan los múltiplos de la frecuencia fundamental de 60Hz, entre ellos también presentes los armónicos procedentes de la red eléctrica (300Hz y frecuencias laterales).

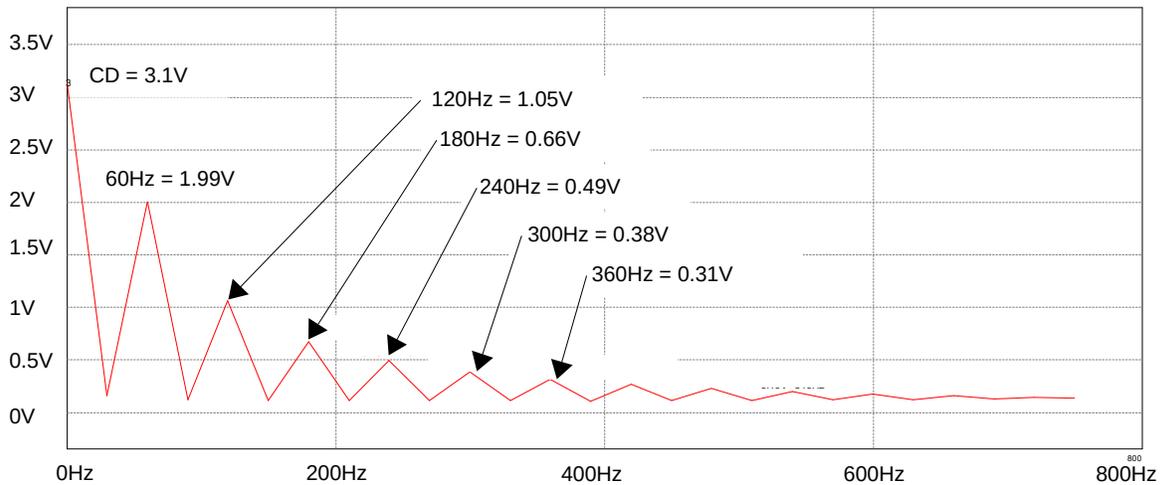


Figura 4.13: Contenido armónico de la señal obtenida del PLL.

En el caso de los controles de corriente, se evalúan aplicando las consignas en la componente d para una potencia de 1kW equivalente a 6Arms. Las consignas se aplican a los controles por medio de la interfaz DSP Oscilloscope de PSIM y corroboradas con el osciloscopio en laboratorio. En la Figura 4.14 se observa una captura de pantalla de dicha interfaz en la que se le ha comandado al inversor una consigna de corriente en la componente d de 6Arms, la pantalla del DSP Oscilloscope® se tiene un offset de -4V/Div y muestra la señal que resulta del controlador. En el osciloscopio del laboratorio se muestra una onda de corriente de 18A_{pp} ó 6Arms. Aunque aquí no se muestran mas capturas de pantalla

para otros valores por debajo del valor nominal, hay que mencionar que a corrientes menores, la forma de onda contiene mas deformación por estar operando a corrientes menores que la del diseño del filtro LCL.

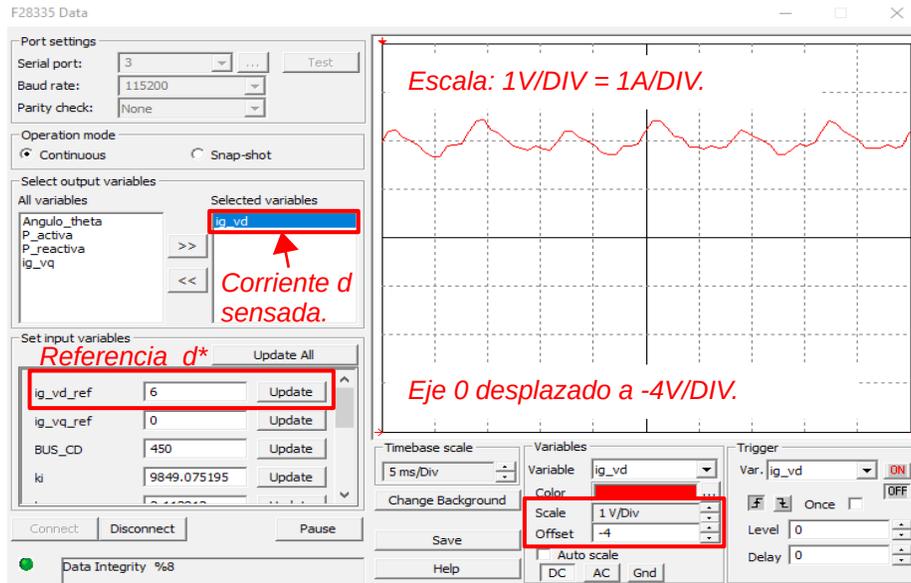


Figura 4.14: DSP Oscilloscope: Control de corriente i_g componente d , alcanzando la referencia dada.

En la Figura 4.15 se presenta la forma de onda obtenida a la salida del filtro y capturada con el osciloscopio del laboratorio.

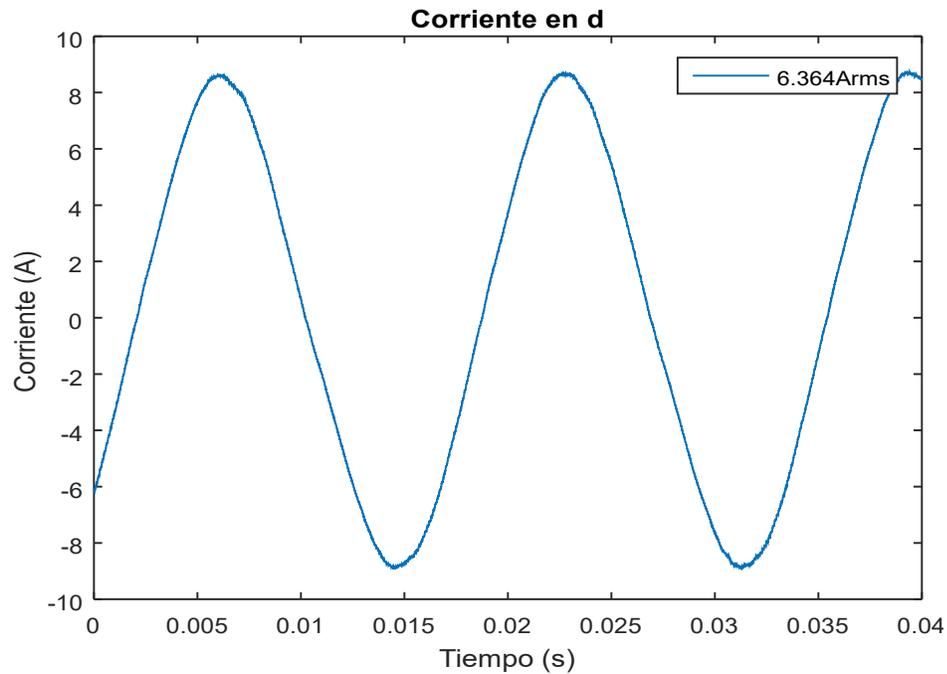


Figura 4.15: Forma de onda de la corriente i_g medida con el osciloscopio del laboratorio.

También se pone a prueba el control de la componente q con consignas de corrientes de 0A, 1.9A y -1.9A. Valores de corriente correspondientes para potencias de 0VAr, -328VAr y 328VAr respectivamente. Ver Figura 4.16.

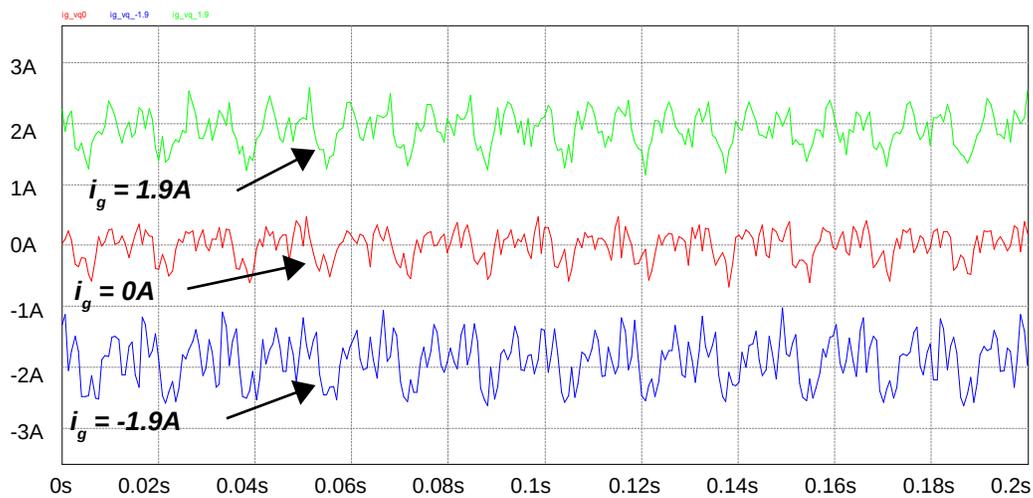


Figura 4.16: Consignas de corriente para la componente q de la corriente i_g en el DSP Osciloscope.

Con estas consignas de corriente se obtiene un desplazamiento máximo de 18° tanto en atraso como en adelanto de la onda de corriente i_g con respecto al voltaje V_{PCC} . Ver Figura 4.17.

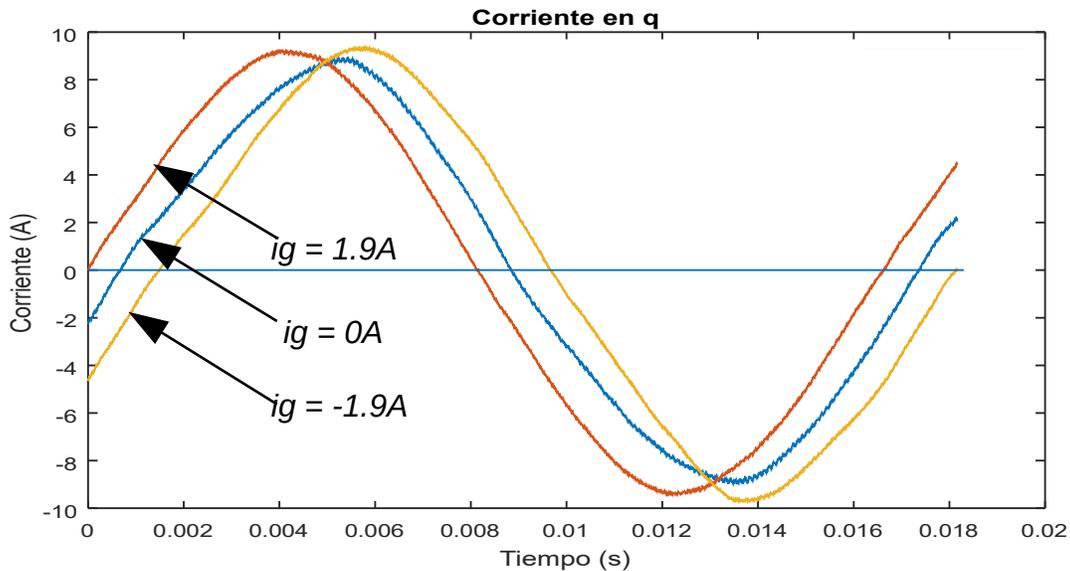


Figura 4.17: Desplazamiento de la corriente i_g por consigna en la componente q.

4.2.3 Pruebas del Control Volt-Var.

Las pruebas del control Volt-Var serán distintas a las realizadas en la etapa de simulación y consistirán en la capacidad del control para describir la curva en función del voltaje en el PCC y entregar la consigna de potencia reactiva. Este cambio se debe a que como se mencionó previamente, el prototipo no se interconectará, lo cual significa que para alcanzar las corrientes nominales a una carga resistiva fija y sin la presencia del voltaje de red, los voltajes necesarios para alcanzar las corrientes de consigna por parte de los controles son inferiores a los contemplados en el entorno de simulación. Estos voltajes reducidos provocan que la potencia activa y reactiva sea también inferior y las deltas de voltaje esperadas ya no serán significativas para comparar con los resultados de simulación.

El entorno de prueba para este caso es la conexión de resistencias de 10Ω en cada fase (Figura 4.18), lo cual permite alcanzar la corriente nominal de $6A_{rms}$ para potencia activa y $-1.94A_{rms}$ para potencia reactiva si el voltaje V_N fuera $110V_{rms}$. Por tanto, se toman esos valores como referencias de prueba.

La consigna de potencia reactiva proveniente de la salida del control Volt-Var se toma de la visualización en tiempo real del controlador Delfino; por su parte, el desfase entre el voltaje de red y la corriente a la salida del filtro se obtiene mediante el procesamiento de las ondas del osciloscopio de laboratorio en Matlab. De este modo, se toman las mediciones con el osciloscopio y se procesan en la PC.

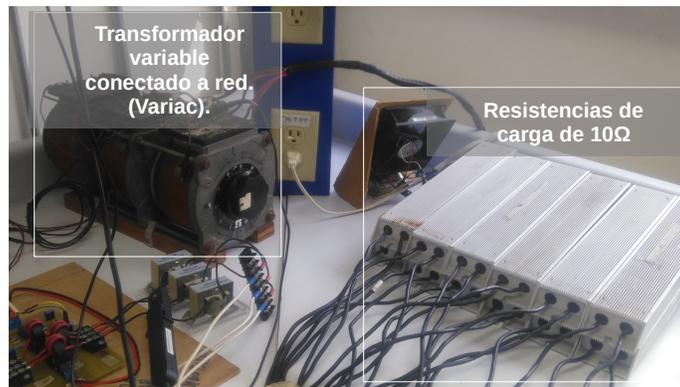


Figura 4.18: Sistema no interconectado. Variac para toma sincronización del PLL y resistencias de carga a la salida del filtro LCL .

Otro detalle a tomar en cuenta es que como el modo es no interconectado, existe un desfase entre el voltaje de red y la corriente a la salida del filtro LCL correspondiente a 30° según el osciloscopio. Dicho desfase es producido en gran medida por el sensor de voltaje y es un dato dado en su hoja de datos. Para poner en fase dicho voltaje y corriente fue necesario añadir un error de $-3.2A$ en la entrada del controlador de corriente para la componente q . Dicha corrección sería realizada de forma automática por el controlador si se hubiera realizado la interconexión. La Figura 4.19 ilustra las medidas a cero potencia reactiva y a la corriente de $1kW$, con el V_{PCC} fijo en $110V_{rms}$.

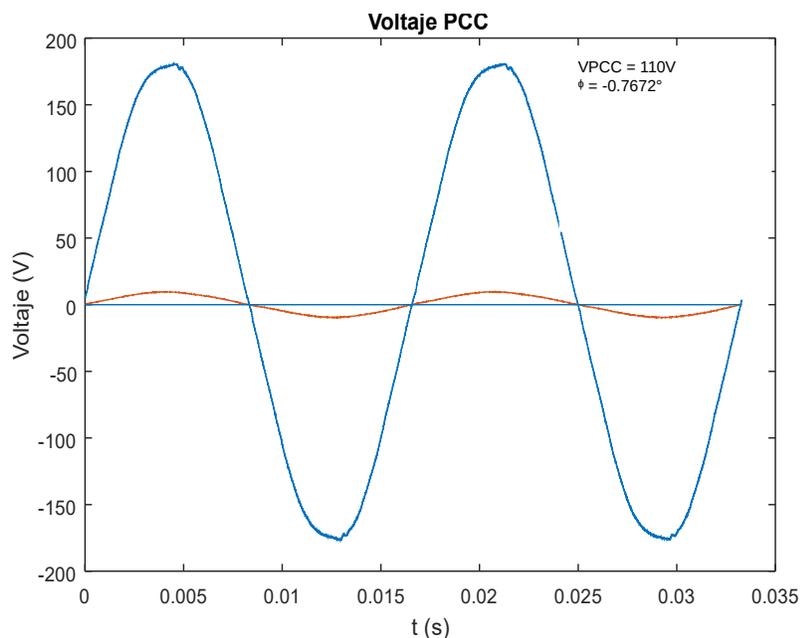


Figura 4.19: Voltaje de red y corriente i_g en fase después de la corrección.

Se realiza la prueba del control Volt-Var variando en su entrada el valor del V_{PCC} según la Tabla 4.1:

Tabla 4.1: Variación de voltaje en PCC, consigna de potencia reactiva y desplazamiento en grados.

V_{PCC} .	Región de la curva Volt-Var.	Consigna de potencia dada por el control Volt-Var.	Desfase en grados de la onda de corriente i_g . (Mediciones en el prototipo)
107.5V	Q1	328VAr	-18.15°
107.35V	Pendiente de inyección	320VAr	-17.9°
108.38V		161VAr	-13.6°
108.74V		82.8VAr	-9.2°
109.11V		2.43VAr	-4.55°
109.12 – 110.88V	Banda muerta	0VAr	---
111.24V	Pendiente de absorción.	-79.6VAr	0.139°
111.61V		-162VAr	4.73°
111.97V		-242VAr	9.14°
112.34V		-323VAr	17.74°
112.4V	Q4	-328VAr	18.15°

A continuación se muestran las ondas obtenidas para cada caso de variación de voltaje y el desplazamiento en grados de la onda i_g de corriente con respecto a la de voltaje según los valores de la Tabla 4.1.

También en la Figura 4.19 y después de realizar la corrección de fase se muestra que las ondas de Voltaje en PCC y corriente i_g se encuentran en fase para el V_N , en este caso de 110Vrms. De igual manera ocurre dentro del rango de voltaje para la Banda Muerta.

En la Figura 4.20 se tienen los desfases progresivos para la variación del voltaje en PCC dentro del rango de Rampa de Absorción de potencia reactiva. La corriente adelanta al voltaje en dirección hacia el PCC, lo cual debe incrementar el voltaje por inyección de corriente reactiva.

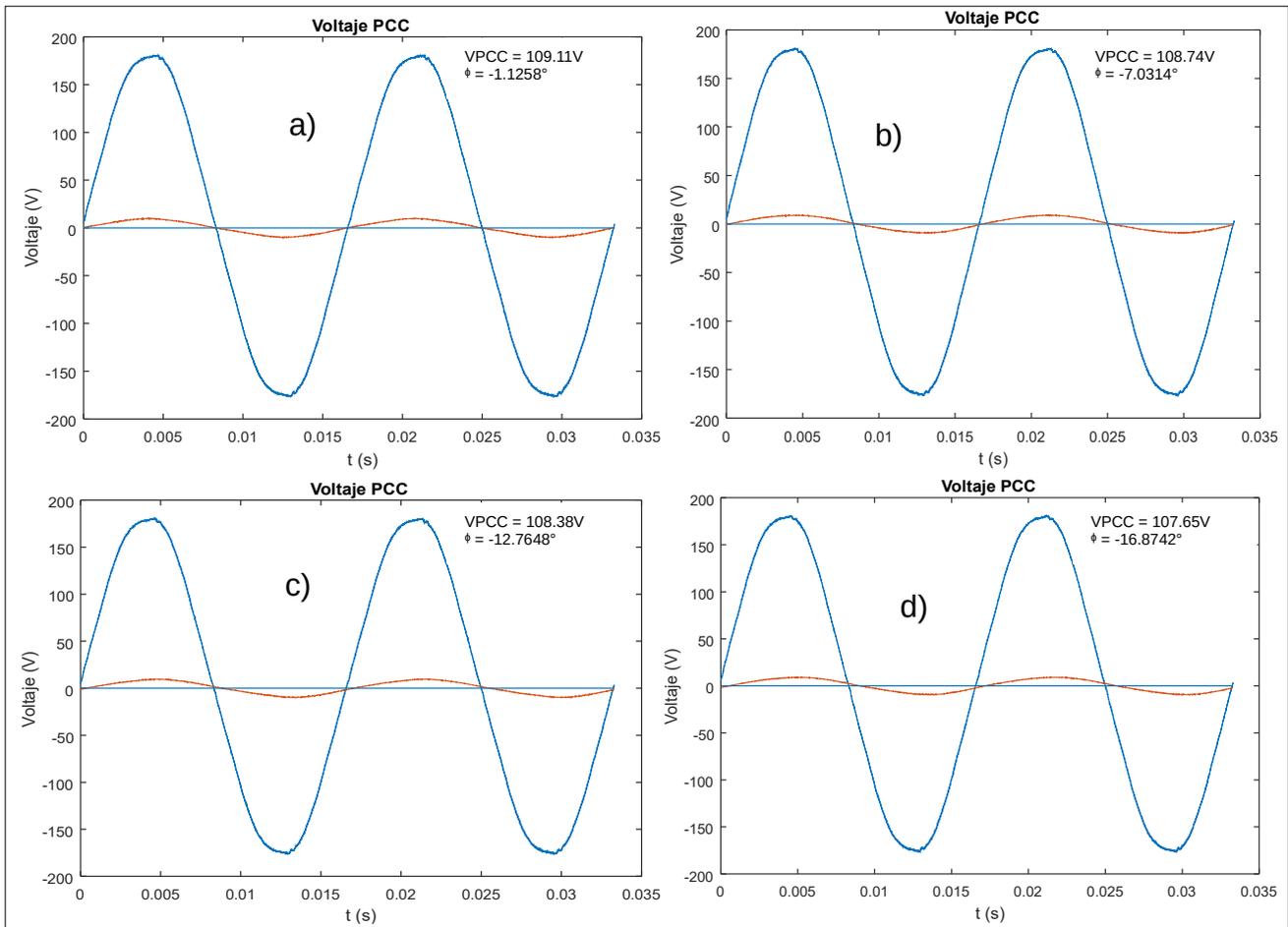


Figura 4.20: Desfases correspondientes a la variación del V_{PCC} dentro del rango de rampa de inyección de Q .

En la Figura 4.21 se tienen los desfases progresivos para la variación del voltaje en PCC dentro del rango de Rampa de Inyección de potencia reactiva. La corriente se atrasa al voltaje en dirección hacia el PCC, lo cual debe decrementar el voltaje por absorción de corriente reactiva.

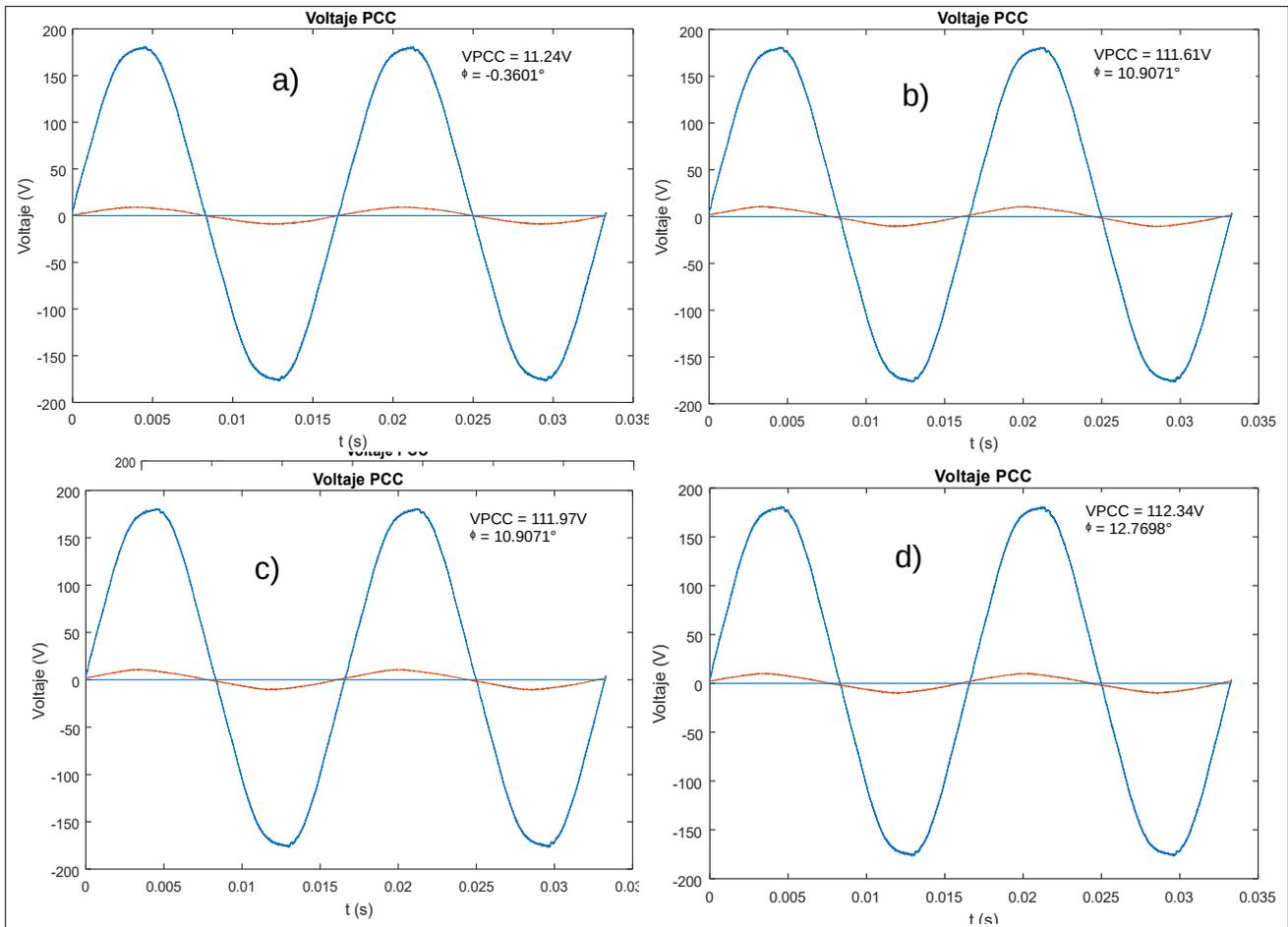


Figura 4.21: Desfasas correspondientes a la variación del V_{PCC} dentro del rango de rampa de absorción de Q .

Y finalmente, en la Figura 4.22 se observan los dos estados para los cuales los valores de voltaje se encuentran en los estados de máxima absorción e inyección de potencia reactiva, siendo la máxima inyección el valor Q_1 (Figura 4.22a) y Q_4 la máxima inyección (Figura 4.22b).

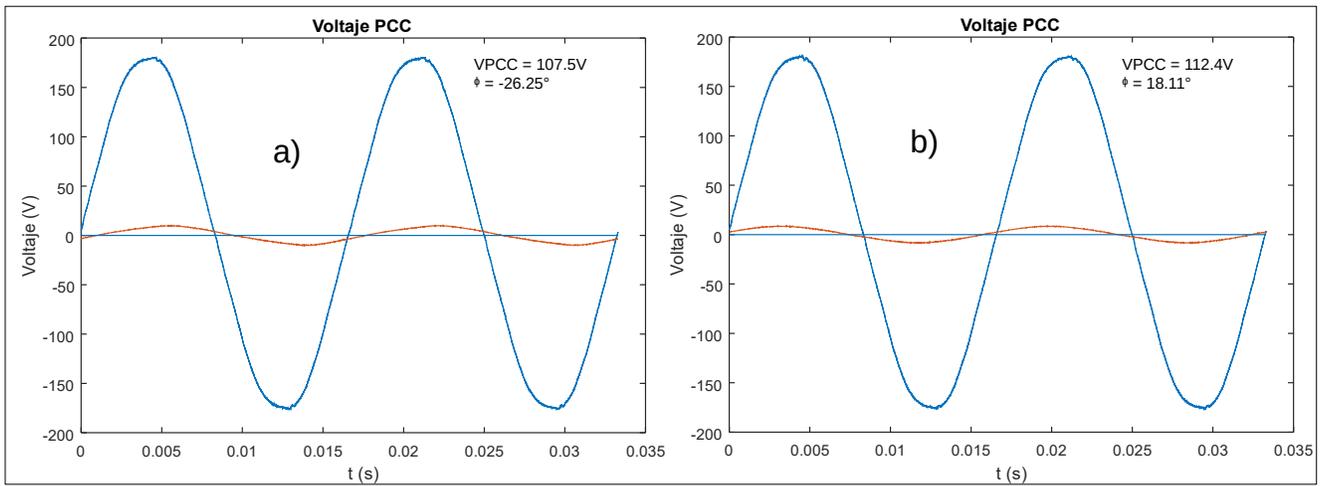


Figura 4.22: Voltajes en PCC para los estados de máxima inyección a) y máxima absorción b) de potencia reactiva.

Con esta prueba se valida que el control Volt-Var responde a su salida de consigna de potencia reactiva según la curva Volt-Var y queda claro que el desplazamiento de la onda de corriente queda completamente dependiente de la corriente en la componente q .

5 Conclusión y Trabajos futuros.

5.1 Conclusiones

A lo largo de este trabajo se presentó el modelado de la problemática de variación de voltaje en el PCC debido a la influencia de una alta penetración de los DER a nivel de distribución de potencia.

El objetivo principal de este trabajo es la regulación de voltaje por medio de un control Volt-Var, el cual demuestra su eficacia a nivel de simulación. Otro objetivo que también es importante es el acoplamiento del inversor a red por medio de un filtro LCL para la atenuación de armónicos de alta frecuencia generados por la síntesis de la onda sinusoidal por conmutación de interruptores de estado sólido. Tal objetivo se cumple tanto a nivel de simulación como a nivel prototipo. Un tercer objetivo fue diseñar un control Volt-Var el cual tuviera la capacidad de desplazar la onda de corriente respecto a la de voltaje, lo cual se traduce en la administración de potencia reactiva para regulación de voltaje. El objetivo que no se ha cumplido a nivel prototipo es la interconexión a red.

Se presentan como resultados, el control de la potencia activa y reactiva por medio del control de las corrientes d y q en un modelo desacoplado, la atenuación de armónicos de alta frecuencia por medio del filtro LCL, la sincronización con la red por medio de un PLL y el diseño de un control Volt-Var que actúa administrando potencia reactiva en función de la variación del voltaje de red en el PCC. Dichos resultados, excepción del PLL y los controles de corriente se cuentan como las contribuciones más significativas de este trabajo. El PLL y los controles de corriente desacoplados por medio del marco de referencia $dq0$ no se toman en cuenta ya que ya habían sido trabajados en esta línea de investigación.

Debe hacerse notar que la potencia reactiva que administra el inversor está almacenada en el capacitor del bus de CD, por lo cual es de vital importancia su dimensionamiento. En el caso de una elevación de voltaje, el inversor actúa como una reactancia inductiva de capacidad variable, capaz de adelantar la onda de corriente con respecto a la de voltaje para absorber potencia reactiva de la red y en el caso contrario en el que el voltaje disminuye, el inversor es capaz de retrasar la onda de corriente para a modo de una reactancia inductiva de capacidad variable para suministrar potencia reactiva a la red. La eficacia de este método depende directamente de los valores de la relación reactancia sobre resistencia, los cuales son los componentes de la impedancia de red. Mientras la reactancia sea mayor que la resistencia, se tendrá una mayor eficacia del control Volt-Var y a mayor eficacia, menor absorción de potencia reactiva de la red en el caso de la elevación de voltaje, la cual es la principal problemática aquí tratada.

En el caso del filtro LCL, se demuestra que las componentes armónicas de alta frecuencia son filtradas principalmente por la parte capacitiva, dirigiendo y neutralizando dichas componentes armónicas en el nodo común de los tres capacitores. Durante las pruebas experimentales se notó una reducción aún mayor del rizado de corriente entregado a la salida del filtro cuando se unen los nodos neutros de los capacitores del filtro LCL con los nodos neutros de las cargas trifásicas y con la tierra flotante del bus de CD dividido. Esto sugiere que la eficacia del filtro LCL aumenta cuando se trata de una configuración trifásica de cuatro hilos en conjunto con un bus de CD dividido simétricamente por

los capacitores del bus de CD. También queda demostrada la eficacia del método de amortiguamiento pasivo por medio de una resistencia en serie con el capacitor del filtro LCL para limitar el efecto de la frecuencia de resonancia inherente a la naturaleza reactiva del filtro aunque esto afecta la atenuación de altas frecuencias y un aumento de la componente de corriente fundamental en el capacitor debido al alto valor de la resistencia serie.

Finalmente, se logró el objetivo de validar la eficacia del control Volt-Var al emular el problema y obtener los resultados esperados. Únicamente no se logró dicha emulación en el prototipo bajo la condición de interconexión a red.

5.2 Trabajos Futuros.

Como trabajos futuros quedan los siguientes aspectos:

Se observa a nivel experimental que el filtro LCL no elimina las componentes armónicas de baja frecuencia provenientes de la red, sino que las reproduce con una ligera atenuación propia del filtro. Esto sugiere la necesidad del uso de un filtro de baja frecuencia para tratar el voltaje de red sin que esto introduzca un alto valor de retardo de la señal.

También se vió la necesidad de implementar o diseñar un sensor de voltaje de corriente alterna que no introduzca demasiado retardo de la señal sensada para reducir el esfuerzo del controlador de corriente del vector q , ya que éste es el que se encarga de poner en fase las ondas de corriente i_g y de voltaje en el PCC cuando su consigna es de cero potencia reactiva.

Dado que este trabajo contribuye a la integración de un inversor inteligente aportando la función Volt-Var para la regulación de tensión por medio de la administración de potencia reactiva aún quedan muchas funciones normadas las cuales diseñar e integrar al inversor con respecto a este mismo tópico de regulación de tensión, así como funciones pertinentes a otras problemáticas asociadas al soporte de red. Entre dichas funciones faltantes, podemos mencionar:

- La capacidad de administración de *corriente reactiva dinámica* para la atenuación de huecos de tensión. Dichos huecos de tensión son variaciones de tensión a velocidades superiores a las que por norma opera el control Volt-Var. Sin embargo, este mismo control Volt-Var tiene la capacidad de proveer corriente reactiva dinámica para dichos huecos de tensión, ya que la velocidad de los controladores de corriente les permite converger hasta en $\frac{1}{4}$ de ciclo de red. Esto significa que pueden reducirse huecos de tensión cuya duración esté dentro del rango de $\frac{1}{2}$ ciclo de red a 100ms.
- El control Volt-Watt para la reducción de inyección de potencia activa cuando el control Volt-Var resulta insuficiente.
- La capacidad LVRT (Low Voltage Ride-Through, por sus siglas en inglés) y HVRT (High Voltage Ride-Through, por sus siglas en inglés), las cuales permiten al inversor mantenerse

operando ante condiciones transitorias de variación de voltaje durante lapsos de tiempo reglamentados por norma o por el operador de red.

Aunque el inversor diseñado no está estrictamente ligado a sistemas fotovoltaicos, es necesario agregar la capacidad para reducir los niveles máximos de potencia reactiva en los casos en que no sea posible inyectar el 100% de la potencia activa nominal.

Entre los tópicos a tomar en cuenta en cuanto a la topología usada en la etapa inversora, falta implementar la topología inversor trifásico tipo T para reducir la corriente de fuga en modo común, esto si se usa con fotovoltaicos. En cuanto a la modulación, conviene elegir la que mejores beneficios aporte al inversor respecto a pérdidas, inyección de armónicos, etcétera, aspectos que no se tomaron en cuenta para este trabajo.

Como trabajo futuro principal, queda realizar la interconexión del prototipo a red y validar los resultados de regulación de voltaje obtenidos mediante simulación.

6 Referencias

- [1] T. Ackermann, “Distributed generation : a definition,” vol. 57, pp. 195–204, 2001.
- [2] J. Nick, “Embedded Generation,” in *Embedded Generation*, 2001, p. 20.
- [3] H. L. Willis and W. G. Scott, *Distributed Power Generation*. 2000.
- [4] “Programa de Ampliación y Modernización de las Redes Generales de Distribución 2019 – 2033,” 2019.
- [5] NERC, “Distributed Energy Resources,” no. February, 2017.
- [6] SENER, “SENER - Política Publica Generacion Distribuida en Mexico.pdf.” México, p. 54, 2018.
- [7] COMISION REGULADORA DE ENERGIA, “RESOLUCIÓN Núm. RES/142/2017,” 2018.
- [8] *519-2014 IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. .
- [9] C. B. Donadel, “Distributed Generation Units as Ancillary Services Providers in a Pre Smart Grid Environment,” pp. 1–11, 2017.
- [10] “IEC o UL – Lo que necesita saber al seleccionar inversores para Latinoamérica | SMA Inverted.” [Online]. Available: <https://www.smainverted.com/es/iec-o-ul-latinoamerica-2/>. [Accessed: 30-Sep-2019].
- [11] SENER, “DOF - Diario Oficial de la Federación,” 2016. [Online]. Available: http://www.dof.gob.mx/nota_detalle.php?codigo=5465576&fecha=15/12/2016. [Accessed: 09-Oct-2019].
- [12] IEEE, *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces Sponsored by the IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associate*. 2018.
- [13] K. Horowitz *et al.*, “An Overview of Distributed Energy Resource (DER) Interconnection: Current Practices and Emerging Solutions,” no. April, 2019.
- [14] Pacific Gas and Electric Company, “Rule No. 21,” 2018.
- [15] EPRI, “Common Functions for Smart Inverters 4.”
- [16] T. Basso, “IEEE 1547 and 2030 Standards for Distributed Energy Resources Interconnection and Interoperability with the Electricity Grid IEEE 1547 and 2030 Standards for Distributed Energy

- Resources Interconnection and Interoperability with the Electricity Grid,” *Nrel*, no. December, p. 22, 2014.
- [17] J. Johnson *et al.*, “Distribution Voltage Regulation using Extremum Seeking Control with Power Hardware-in-the-loop,” no. October, 2018.
- [18] NREL and SolarCity, “Photovoltaic Impact Assessment of Smart Inverter Volt-VAR Control on Distribution System Conservation Voltage Reduction and Power Quality,” *Natl. Renew. Energy Lab.*, no. December, 2016.
- [19] J. Lai, C. Hu, G. Li, and X. Lu, “Networked-based Distributed Cooperative Voltage Control for Power Electronics Interfaced Microgrids,” 2016.
- [20] M. JUAMPEREZ, G. YANG, and S. B. KJÆR, “Voltage regulation in LV grids by coordinated volt-var control strategies,” *J. Mod. Power Syst. Clean Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 319–328, 2014.
- [21] T. Stetz, W. Yan, and M. Braun, “Voltage Control in Distribution Systems with High Level PV-Penetration,” *25th Eur. PV Sol. Energy ...*, vol. 49, no. 0, pp. 1–7, 2010.
- [22] P. Jahangiri and D. C. Aliprantis, “Distributed Volt/VAr control by PV inverters,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 28, no. 3, pp. 3429–3439, 2013.
- [23] V. A. C. Cruz, L. J. R. Castellanos, B. J. C. Jiménez, and A. R. Miranda, “Control del voltaje mediante inversores fotovoltaicos en redes eléctricas inteligentes,” pp. 1131–1136, 2014.
- [24] J. Johnson, S. Gonzalez, and D. B. Arnold, “Experimental Distribution Circuit Voltage Regulation using DER Power Factor , Volt-Var , and Extremum Seeking Control Methods,” pp. 2–7.
- [25] I. Alsaleh and L. Fan, “DQ-axis current-based droop controller,” *2017 North Am. Power Symp. NAPS 2017*, 2017.
- [26] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, 2006.
- [27] E. Kantar, “Design and control of PWM converter with LCL type filter for grid interface of renewable energy systems,” Middle East Technical University, 2014.
- [28] M. Liserre and P. Bari, “Design and Control of an LCL-filter based Three-phase Active Rectifier,” vol. 00, no. C, pp. 299–307, 2001.
- [29] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, “Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems Copyright Wiley 2011 Chapter 3 Grid Requirements for PV International Regulations,” 2011.

- [30] L. N. Arruda, S. M. Silva, and B. J. C. Filho, "PLL structures for utility connected systems," *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.,* vol. 4, no. C, pp. 2655–2660, 2001.
- [31] E. Adzic, V. Porobic, and B. Dumnic, "Pll Synchronization in Grid-connected converters," no. May, 2013.
- [32] S. K. Chung, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems," *IEE Proc. Electr. Power Appl.,* vol. 147, no. 3, pp. 213–219, 2000.
- [33] S. K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Trans. Power Electron.,* vol. 15, no. 3, pp. 431–438, 2000.
- [34] Y. Levron and J. Belikov, "Lecture 2 : The Direct-Quadrature-Zero (DQ0) Transformation," vol. 1, no. 2, pp. 1–21.
- [35] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems.* Wiley, 2011.